

THÈSES

PRÉSENTÉES

à la Faculté des Sciences
de l'Université de Paris

POUR OBTENIR LE TITRE D'
INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

Louis JAMPIERRE

1^e THÈSE : Étude des fluctuations relatives de fréquence de
deux klystrons reflex stabilisés par divers procédés.

2^e THÈSE : Propositions données par la Faculté.

Soutenues le 16 novembre 1954 devant la Commission d'Examen :

MM. E. DARMOIS	<i>Président.</i>
P. GRIVET	} <i>Examineurs.</i>
MAX MORAND	

ÉDITIONS DE LA
REVUE D'OPTIQUE THÉORIQUE ET INSTRUMENTALE

165, Rue de Sèvres — 3 et 5, Boulevard Pasteur

PARIS 15^e

1955

THÈSES

PRÉSENTÉES

à la Faculté des Sciences
de l'Université de Paris

POUR OBTENIR LE TITRE D'

INGÉNIEUR-DOCTEUR

PAR

Louis JAMPIERRE

1^e THÈSE : Étude des fluctuations relatives de fréquence de
deux klystrons reflex stabilisés par divers procédés.

2^e THÈSE : Propositions données par la Faculté.

Soutenues le 16 novembre 1954 devant la Commission d'Examen :

MM. E. DARMOIS	<i>Président.</i>
P. GRIVET	} <i>Examineurs.</i>
MAX MORAND	

ÉDITIONS DE LA
REVUE D'OPTIQUE THÉORIQUE ET INSTRUMENTALE

165, Rue de Sèvres — 3 et 5, Boulevard Pasteur

PARIS 15^e

1955

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

Doyen. J. PÉRÈS

PROFESSEURS

G. JULIA.	T	Analyse supérieure et Algèbre supérieure.	SOLEILLET.	T	Physique.
A. DENJOY.	T	Théorie des fonctions.	FORTIER.	T	Mécanique expérimentale des fluides.
L. LUTAUD.	T	Géographie physique et Géologie dynamique.	DANJON.	T	Astronomie.
E. DARMOIS.	T	Enseignement de Physique.	FROMAGEOT.	T	Chimie biologique.
R. LÉVY.	T	Physiologie comparée.	LAPORTE.	T	Physique générale et Radio-activité.
FOCH.	T	Mécanique physique et expérimentale.	JANET.	T	Mécanique analytique et Mécanique céleste.
PAUTHENIER.	T	Électrotechnique générale.	PETIT.	T	Biologie maritime.
DE BROGLIE.	T	Théories physiques.	QUENEY.	T	Météorologie et dynamique atmosphérique.
JOB.	T	Chimie générale.	GALLIEN.	T	Biologie animale (P. C. B.).
PRENANT.	T	Anatomie et Histologie comparées.	EICHHORN.	T	Biologie végétale (P. C. B.).
GARNIER.	T	Géométrie supérieure.	DE CUGNAC.	T	Biologie végétale (P. C. B.).
PÉRÈS.	T	Mécanique des fluides et applications.	M ^{lle} CAUCHOIS.	T	Chimie-Physique.
LAUGIER.	T	Physiologie générale.	THELLIER.	T	Physique du Globe.
M. CURIE.	T	Physique (P. C. B.).	AUDUBERT.	T	Électrochimie.
VALIRON.	T	Calcul différentiel et Calcul intégral.	L'HÉRITIER.	T	Génétique.
BARRABÉ.	T	Géologie structurale et Géologie appliquée.	GRIVET.	T	Radio-Électricité.
G. DARMOIS.	T	Calcul des probabilités et Physique mathématique.	PONCIN.	T	Mécanique des fluides.
J. BOURCART.	T	Géographie physique et Géologie dynamique.	THIRY.	T	Mécanique appliquée.
M ^{me} JOLIO-CURIE.	T	Physique générale et Radio-activité.	DUBREIL.	T	Arithmétique et théorie des nombres.
PLANTEFOL.	T	Botanique.	QUELET.	T	Chimie (P. C. B.).
CABANNES.	T	Recherches physiques.	CAGNIARD.	T	Géophysique appliquée
GRASSÉ.	T	Évolution des êtres organisés.	CHAMPETIER.	T	Chimie macromoléculaire.
PRÉVOST.	T	Chimie organique.	CUVILLIER.	T	Géologie structurale et Géologie appliquée.
BOULIGAND.	T	Application de l'analyse à la Géométrie.	JUNG.	T	Pétrographie
CHAUDRON.	T	Chimie appliquée.	TRILLAT.	T	Chimie physique.
WART.	T	Minéralogie.	WIEMANN.	T	Chimie (M. P. C.).
TEISSIER.	T	Zoologie.	JACQUINOT.	T	Physique (P. C. B.).
MANGENOT.	T	Biologie végétale.	VASSY.	T	Physique de l'atmosphère.
P. AUGER.	T	Physique quantique et relativité.	DESTOUCHES.	T	Théories physiques.
MONNIER.	T	Physiologie générale.	M. PRUVOST.	T	Géologie.
PIVETEAU.	T	Géologie.	AMIEL.	T	Chimie (P. C. B.).
ROCARD.	T	Physique (E. N. S.).	HOCART.	T	Minéralogie.
H. CARTAN.	T	Mathématiques (E. N. S.).	J.-P. MATHIEU.	T	Physique (P. C. B.).
LAFFITE.	T	Chimie générale.	COUTEAUX.	T	Biologie animale (P. C. B.).
FAVARD.	T	Mécanique générale.	MAY.	T	Biologie animale (P. C. B.).
COULOMB.	T	Physique du Globe.	FELDMANN.	T	Biologie (P. C. B.).
M ^{lle} COUSIN.	T	Biologie animale (P. C. B.).	GUINIER.	T	Physique (P. C. B.).
CHRÉTIEN.	T	Chimie minérale.	JOST.	T	Biologie (P. C. B.).
P. DRACH.	T	Zoologie.	FORTET.	T	Calcul des Probabilités.
KASTLER.	T	Physique.	SCHWARTZ.	T	Méthodes mathématiques de la Physique.
EPHRUSSI.	T	Génétique.	CHOUARD.	T	Physiologie végétale.
WURMSER.	T	Biologie physico-chimique.	MALAVARD.	T	Aviation.
RIVIÈRE.	T	Géologie (P. C. B.).	BRELOT.	T	Calcul différentiel.
GAUTHERET.	T	Biologie végétale (P. C. B.).	NORMANT.	T	Chimie (P. C. B.).
LUCAS.	T	Physique.	BÉNARD.	T	Chimie (P. C. B.).
A. THOMAS.	T	Biologie cellulaire.	BUVAT.	T	Botanique (E. N. S.).
ARNULF.	T	Optique appliquée.	DUGUE.	T	Statistique mathématique.
Max MORAND.	T	Physique.	GELOSO.	T	Chimie (S. P. C. N.).
			SOULAIRAC.	T	Psychophysiologie.
			ULRICH.	T	Physiologie végétale.
			MARECHAL.	T	Optique théorique et appliquée.
			KIRRMANN.	T	Théories chimiques.

Secrétaire Général. Ch. MONIER.



à Monsieur le Capitaine de Frégate J. MAILLARD

Je tiens enfin à présenter mes remerciements à Monsieur le Professeur E. DARMOIS, membre de l'Institut, à Messieurs les Professeurs Max MORAND et GRIVET, ce dernier m'ayant particulièrement conseillé dans la préparation et la présentation de ces thèses, et à Monsieur GEFFROY, Vice-Président de l'Association des Ingénieurs-Docteurs qui, m'ayant encouragé à entreprendre ces travaux, n'a cessé, par sa sollicitude amicale, de me rendre la tâche plus facile.

ÉTUDE DES FLUCTUATIONS RELATIVES DE FRÉQUENCE DE DEUX KLYSTRONS REFLEX STABILISÉS PAR DIVERS PROCÉDÉS *

par Louis JAMPIERRE **

Capitaine de Corvette
Ingénieur E. S. E., Ingénieur-Docteur

SOMMAIRE. — L'auteur expose tout d'abord dans l'introduction les diverses raisons qui l'ont amené à considérer deux oscillateurs à ondes centimétriques stabilisés comme des chronomètres de haute précision et à mesurer leurs fluctuations relatives de fréquence. Pour cela, il étudie (I) les fluctuations propres des oscillateurs : justifie (I.1) le choix des klystrons reflex, examine (I.2) les fluctuations de leur fréquence, rappelle (I.3) les causes de ces fluctuations et les moyens de les réduire, ce qui l'amène à faire (I.4) l'étude d'alimentations secteur hautement stabilisées. Il passe (II) à la stabilisation de la fréquence de battements de deux klystrons, pose (II.1) le principe de cette stabilisation, décrit (II.2) le montage utilisé, explique (II.3) le fonctionnement du dispositif stabilisateur, introduit (II.4) des filtres à 0,5 Hz pour stabiliser, mesure (II.5) les fluctuations de la fréquence de battements, expose (II.6) le dispositif de filtrage du signal, recherche (II.7) le signal minimum perceptible et fait (II.8) le bilan des premiers résultats obtenus. Ensuite il s'intéresse (III) à la stabilisation des klystrons par transmission dans un guide d'ondes, donne (III.1) le principe du procédé, rappelle (III.2) les limitations de la stabilité, décrit (III.3) l'appareillage, précise (III.4) les résultats obtenus et examine (III.5) les battements de deux klystrons stabilisés. Pour terminer il traite (IV) la stabilisation par transmission dans une cavité, expose (IV.1) le principe de la méthode, décrit (IV.2) le principe du montage hyperfréquence, étudie (IV.3) les fluctuations de la fréquence de battements, recherche (IV.4) le signal minimum perceptible. Il conclut (V) en comparant les résultats obtenus avec ceux publiés antérieurement, et donne quelques possibilités d'applications nouvelles.

INTRODUCTION

Dans cette étude nous nous sommes proposé de mesurer les fluctuations relatives de fréquence de deux oscillateurs à ondes centimétriques stabilisés, ces appareils étant considérés comme des chronomètres de haute précision. Il est intéressant de chiffrer le degré de précision relative de ces oscillateurs, et de déterminer quelle contribution ceux-ci peuvent apporter aux moyens d'expérimentation scientifique : dans ce but, nous avons cherché à associer cette précision à une expérience faisant intervenir la mesure du temps.

Il nous a semblé qu'une expérience du type de celle de MICHELSON, dont le but était de réaliser une mesure de temps (ou, ce qui revient au même, de fréquence) d'une précision relative supérieure à 10^{-8} donnait une base de départ valable pour des travaux dans ce domaine. L'examen théorique de cette expérience (qui dépasse le cadre de cette étude, et que nous ne développerons pas) nous a conduit aux conclusions suivantes. Dans une hypothèse de contraction des longueurs qui, conformément aux expériences déjà réalisées (MICHELSON, JOOS, KENNEDY...) annulerait tout effet du second ordre en v/c (v étant la vitesse de translation de la terre, c celle de la lumière), il serait quand même possible de mettre en évidence un effet en (v/c) (v_1/c), v_1 étant la vitesse périphérique d'un système tournant analogue à celui de MICHELSON. Ceci, toutefois,

avec la réserve suivante, que l'hypothèse complémentaire du retard des horloges ne soit pas exactement celle qui est donnée par la relation de LORENTZ-POINCARÉ ou encore celle de la théorie de la Relativité.

En d'autres termes, la possibilité de mesurer un effet en (v/c) (v_1/c) permettrait de réaliser une expérience dont le résultat, s'il était négatif, indiquerait qu'une simple hypothèse de contraction des longueurs, ajoutée à la théorie classique, n'est pas valable, mais qu'il faut lui ajouter le concept du retard des horloges, prévu par la théorie de la Relativité.

Nous avons cherché à déterminer si une telle expérience pouvait être réalisée à partir de sources radioélectriques à très haute fréquence. Pour fixer le but recherché, c'est-à-dire la valeur de l'effet à mesurer, nous avons tablé sur une vitesse v_1 compatible avec des conditions mécaniques à imposer à un système en rotation. En supposant une poutre de huit mètres de long, pivotant autour de son point milieu à raison d'un tour en deux secondes, nous obtenons, pour une vitesse v supposée de 30 km/s un effet correspondant à une variation relative de fréquence de $0,8 \cdot 10^{-11}$. Dans ces conditions, pour des oscillateurs de fréquence 10 000 MHz, le signal correspondrait à une modulation de fréquence de 0,08 Hz, la fréquence de modulation étant de 0,5 Hz.

Nous avons donc cherché à mesurer, dans un montage de laboratoire, si un tel signal pouvait être décelé au milieu des fluctuations de la fréquence de battements de deux oscillateurs.

* Thèse soutenue le 16 novembre 1954 devant la Faculté des Sciences de Paris.

** Au C. N. E. T., chef du Centre expérimental de propagation troposphérique.

Si l'on fait abstraction de toute considération de bande passante, la stabilité relative devrait être, en théorie, de l'ordre de 10^{-11} . Toutefois, il est permis de penser qu'en rétrécissant la bande passante autour du signal, un gain considérable pourra être apporté à cette première prévision, et que la précision effectivement requise correspondra à des stabilités plus accessibles.

Notre but, précisons-le, s'est donc limité à chercher un instrument de travail pour des recherches éventuelles dans le domaine très complexe auquel nous venons de faire allusion, et de déterminer si un oscillateur à ondes centimétriques pouvait constituer un de ces instruments.

Nous avons d'abord examiné les fluctuations propres de ces oscillateurs laissés libres ; nous avons cherché à limiter ces dernières, principalement en apportant un soin particulier au choix de leurs sources d'alimentations. Puis nous avons cherché, par divers procédés de stabilisation électronique, à rendre leur fréquence de battement aussi stable que possible ; nous avons mesuré l'ordre de grandeur des fluctuations de cette fréquence dans la bande du signal. Cet ordre de grandeur a été trouvé considérablement plus élevé que le signal.

Mais la stabilité de la fréquence n'est pas le seul moyen à notre disposition pour atteindre la précision requise. Les systèmes électroniques, en effet, se prêtent aisément à des opérations de filtrage, ou, si l'on veut, de corrélation. L'appareillage a donc été complété par un filtre réduisant la bande passante par un facteur élevé.

Nous avons enfin créé un signal fictif, en modulant la fréquence d'un des oscillateurs, et nous avons enregistré le signal correspondant à la sortie de notre dispositif. Le but de cette opération était de chiffrer la modulation minimum décelable au milieu des fluctuations résiduelles de la fréquence. Nous avons cherché ce renseignement pour deux systèmes de stabilisation, le second comportant deux variantes. D'une expérience à l'autre nous avons amélioré la stabilité : bien que la précision envisagée ci-dessus n'ait pu être atteinte, il nous a paru utile de publier l'ensemble de nos travaux. En effet, d'une part, la précision à laquelle nous arrivons finalement est importante en soi, et se rapproche beaucoup de la valeur 10^{-11} ; on peut envisager des perfectionnements simples permettant de franchir l'ultime étape. D'autre part, le chiffre ci-dessus est établi à partir d'une vitesse de translation de la terre de 30 kms, et il est probable que ce chiffre est plus important. Enfin, les deux premières expériences, qui ont donné une précision insuffisante, nous paraissent cependant dignes d'être mentionnées, ne serait-ce que pour mettre en lumière le comportement des klystrons dans une bande de fréquence peu explorée, et aussi, en vue des applications que la stabilité obtenue permet d'envisager.

CHAPITRE I

I. FLUCTUATIONS PROPRES DES OSCILLATEURS.

CHOIX DES SOURCES DE TENSION.

Choix des sources d'émission. Les klystrons reflex.

1. Il était avantageux de choisir des appareils courants, d'une utilisation commode, et dont la fréquence pouvait être commandée par un dispositif

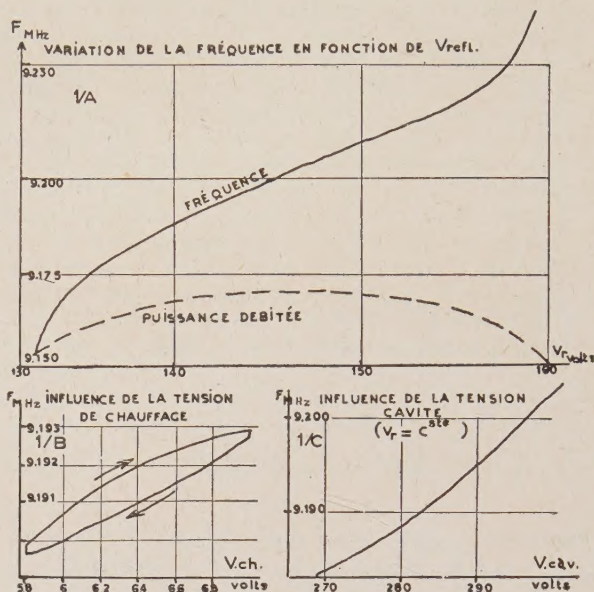


Fig. 1. — Klystron 723 A/B. Caractéristiques et courbes de variation de la fréquence en fonction des tensions d'alimentation.

simple ; par ailleurs la question de puissance n'était pas primordiale. Notre choix s'est porté sur les klystrons-reflex de la bande 3 cm, en l'espèce sur le tube 2 K 25 (723 A/B) dont on trouvera les caractéristiques sur la figure 1.

Dans ce klystron, les électrodes et la cavité se trouvent incluses dans le corps du tube ; du culot sort une petite ligne coaxiale, qui permet de coupler aisément l'oscillateur à un guide d'onde rectangulaire.

On trouvera dans la bibliographie [1] (*) une description complète de ce type de klystron, et des détails sur ses modes de fonctionnement ; notons que nous avons toujours utilisé le mode correspondant à une tension réflecteur voisine de -150 V. Dans ce mode, le réglage « fin » de la fréquence par le réflecteur couvre une gamme de 45 MHz environ, le taux étant en moyenne de 2,2 MHz par volt de tension réflecteur. En agissant sur la vis de serrage de la cavité du klystron, il est possible de faire varier sa fréquence entre les limites de 8 500 à 9 600 MHz. Pour toutes nos expériences, nous avons adopté une fréquence voisine de 9 200 MHz.

La figure 1 donne les courbes de variations de la fréquence en fonction des tensions des diverses électrodes, pour un des tubes qui ont servi aux expériences.

[] Pour tout renvoi entre crochets se reporter à la bibliographie *in fine*.

(*) Chap. 2, pp. 21-38.

Fluctuations de la fréquence d'un klystron.

2. Les observations que nous avons faites sur divers klystrons permettent de conclure que la stabilité de fréquence de ces appareils n'est pas supérieure à celle des oscillateurs ordinaires (stabilité relative 10^{-4} environ) ; il n'y a pas lieu de s'en étonner, la cavité du klystron étant de faibles dimensions et soumise aux variations de température de la lampe elle-même.

Il nous faut distinguer ici les fluctuations lentes (dérives) et les fluctuations à basse fréquence.

a) *Dérives.* On les a examinées avec un ondemètre à cavité. Il faut mettre à part la période de réchauffage, la fréquence baissant de 10 MHz environ pendant les cinq premières minutes, de 5 à 10 MHz pendant les vingt minutes suivantes. Une fois l'équilibre atteint, et le klystron étant alimenté par des sources de tension stabilisées du type normal, la dérive n'est pratiquement plus appréciable sur l'ondemètre, ce qui la fait supposer de sens variable, et inférieure à 0,3 MHz.

b) *Fluctuations à basse fréquence.* Il ne semble pas y avoir de fluctuations notables au delà des fréquences acoustiques. Dans la gamme ainsi limitée, les fluctuations les plus importantes ont lieu à la fréquence du secteur et à ses premiers harmoniques, d'autres ont pour origine les vibrations et bruits acoustiques.

Nous nous sommes bornés à examiner les fluctuations relatives de deux klystrons, en observant leur fréquence de battements dans un amplificateur moyenne fréquence, couvrant la gamme de 20 à 800 kHz ; la tension de sortie était appliquée aux plaques de déviation verticale d'un oscilloscope, le balayage étant synchronisé par le secteur. On a obtenu (fig. 2a) une enveloppe des oscillations assez stable, quoique dérivant lentement, et reproduisant la réponse de l'amplificateur. On a mesuré l'excursion de fréquence de la façon suivante : en parallèle sur la charge de plaque de l'étage de sortie MF, on a disposé un circuit oscillant série, dont on pouvait faire varier l'accord dans la gamme intéressée. Lorsque la fréquence des battements passait sur celle du circuit, il se produisait une crevasse C dans la figure de l'oscilloscope. Ajustant la fréquence d'un des klystrons pour avoir le battement zéro au début de la trace, on a réglé le circuit série pour que la crevasse se trouve à l'autre extrémité ; la fréquence d'accord de ce dernier a été trouvée égale à 200 kHz, chiffre qui donne l'ordre de grandeur de l'excursion de fréquence à la fréquence de 50 Hz.

Les fluctuations aux fréquences supérieures sont plus faibles, et dues aux vibrations acoustiques. On a pu se rendre compte approximativement de leur importance dans toutes les expériences où les deux klystrons étaient stabilisés ; la stabilisation n'agissant pratiquement plus au delà de 1 000 Hz, on a observé l'effet des bruits acoustiques sur la figure des battements donnée par un amplificateur moyenne fréquence à bande étroite

(20 kHz). Le bruiteur était constitué par un haut-parleur commandé par un générateur basse fréquence ; pour un son fort (à l'échelle humaine), appliqué à proximité immédiate du klystron, on observait une

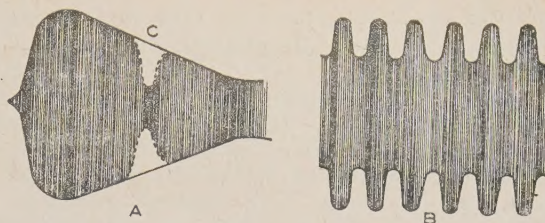


FIG. 2. — Oscillogramme des battements de deux klystrons. A) mesure de la fluctuation à 50 p/s. B) fluctuations à fréquences acoustiques.

modulation des battements (fig. 2B), qui n'apparaissait que pour une dizaine de fréquences comprises dans la bande de 1 000 à 9 000 Hz. Pour certaines d'entre elles la modulation était totale. On peut donc considérer qu'un bruit acoustique fort ne produit pas une excursion de fréquence supérieure à quelques kHz.

Causes des fluctuations et moyens de les réduire.

3. Principales causes de fluctuations.

Elles se ramènent aux trois rubriques suivantes : les chocs et vibrations, les variations de température, les fluctuations des tensions d'alimentation.

Le moyen de remédier aux deux premières causes est d'isoler au maximum l'oscillateur des influences extérieures, en le plaçant par exemple dans une enceinte isolante à la température et aux chocs, les mêmes précautions s'appliquant aux guides d'ondes qui sont en contact avec le klystron ; mais il serait inutile de pousser trop loin ces précautions, puisque, comme nous le verrons plus loin, la fréquence du klystron, une fois stabilisé, dépend surtout de la cavité de référence.

La dernière cause nécessite de plus longs développements ; nous examinerons d'abord l'influence des diverses tensions d'alimentation sur la fréquence, puis, dans la gamme qui nous occupe, les fluctuations de ces tensions. Ceci conduira finalement au choix de ces sources de tension.

4. Effet des variations des sources d'alimentation.

En nous reportant aux courbes de la figure 1, nous constatons que la fréquence du klystron varie : avec la tension du réflecteur à raison d'environ 2 MHz par volt dans la partie utile du mode ; avec la tension de chauffage à raison de 1,5 MHz pour une variation de 10 % autour de la tension normale 6,3 V (on notera un effet marqué d'hystérésis dans cette action, la fréquence dérivant rapidement lors de la variation du chauffage, puis tendant à reprendre sa valeur primitive) ; avec la tension de la cavité, à raison de 0,8 MHz par volt.

5. Étude des bruits de diverses sources de tension.

Nous avons examiné dans l'introduction, la possibilité de faire apparaître au milieu des fluctuations

de la fréquence de battements de deux klystrons un signal ayant une fréquence de modulation déterminée. Il importe d'examiner, dans une bande de fréquences étroite, centrée sur celle du signal, le bruit des diverses sources de tension susceptibles d'être utilisées pour l'alimentation du klystron.

Pour cette étude systématique, on a construit un amplificateur à très basse fréquence, d'un gain maximum de 25 000 pour la fréquence 0,5 Hz, cette amplification diminuant de moitié pour les fréquences 0,25 et 1,2 Hz (la description d'un appareil analogue est donnée au chapitre II). Le signal minimum lisible était de l'ordre de 50 à 100 microvolts.

Dans toutes les mesures de bruit, celui-ci était évalué de la façon suivante : la tension à observer était branchée, par une grosse capacité à l'entrée de l'amplificateur. Le bruit était observé à l'aide d'un voltmètre connecté entre les plaques de l'étage symétrique de sortie. Le bruit avait pour effet de donner à l'aiguille du voltmètre un mouvement erratique de part et d'autre du zéro ; on notait l'amplitude maxima de ce balancement, au cours d'une observation de quelques minutes. On en déduisait le bruit maximum à l'entrée de l'amplificateur, en supposant le gain de cet appareil égal à celui du centre de la bande.

6. a) *Bruit d'une alimentation stabilisée ordinaire.*

Ces appareils sont en général constitués de la façon suivante : une fraction de la tension de sortie est comparée à une tension de référence dans une lampe amplificatrice ; la tension plaque de celle-ci commande la grille d'une lampe placée en série dans le débit de l'alimentation, cette lampe se comportant comme une résistance variable. La tension de référence est habituellement fournie, soit par des piles, soit par des stabilovolts.

Les bruits suivants ont été mesurés pour diverses alimentations de 300 V, et de débit 50 à 100 mA : pour une alimentation commerciale, stabilisée par pile on trouve 1 à 7 mV, pour une deuxième commerciale avec stabilovolt : 10 à 15 mV, pour une autre construite en laboratoire également avec stabilovolt : 1 à 2 mV.

Ces chiffres, approximatifs, variaient naturellement avec l'état du secteur, donc avec l'heure. On peut seulement conclure que le bruit d'une telle alimentation, dans les meilleures conditions, se situe aux environs du millivolt.

7. b) *Bruit de piles à haute tension.* Les résultats trouvés sont extrêmement variables d'une pile à l'autre : pour une tension de 300 V, on a trouvé des bruits allant de 0,5 à 10 mV. On a pu cependant conclure, d'une part que le bruit est fonction de l'état de la pile, sa valeur étant d'autant plus forte que le débit actuel ou antérieur de la pile est plus élevé, d'autre part, que le bruit évalué en amplitude varie en première approximation comme la tension continue de la pile.

8. c) *Bruit d'une batterie d'accumulateurs.* Nous avons mesuré, pour une batterie de 300 V — 45 AH, des bruits allant de 200 microvolts (batterie bien chargée) jusqu'à 5 mV, pour la même batterie après

un débit de 50 mA pendant une heure. Pour une batterie de 6 V, le bruit était d'une centaine de microvolts.

9. d) *Bruit d'un stabilovolt.* Ces tubes devant servir comme tensions de référence des alimentations secteur, leurs fluctuations représenteront en principe la limite des performances qui pourront être demandées à ces alimentations. On a utilisé des tubes du type VR 150, et on a trouvé en moyenne, pour les meilleurs éléments examinés : pour un OA 2 (tube miniature) 0,5 à 0,8 mV, pour un OD 3 (VR 150) 0,2 mV.

10. *Choix dans les diverses sources d'alimentation.*

Ces mesures permettent de faire un choix pour lequel on sera guidé par deux considérations. D'une part, la variation lente des tensions devra être telle que la dérive de la fréquence de battements ne puisse faire sortir celle-ci des limites d'un amplificateur, dont nous supposons la bande utile égale à 5 kHz. D'autre part, les fluctuations dans la bande 0,5 Hz devront être assez faibles pour ne pas entraîner des fluctuations du klystron stabilisé supérieures à 1 Hz.

En ce qui concerne la tension de chauffage, il est intéressant d'utiliser une batterie d'accumulateurs pour réduire les effets du secteur. D'une part, la dérive d'une batterie est certainement inférieure à 5 % ; ceci d'après nos mesures donnerait une variation de fréquence du klystron inférieure à 1 MHz, réduite à 2 kHz par un taux de stabilisation du klystron égal à 500. D'autre part, le même raisonnement montre que les fluctuations de tension à 0,5 ont sur la fréquence un effet négligeable.

Il faut rejeter l'emploi d'une pile pour l'alimentation des réflecteurs, à laquelle d'ailleurs les nécessités des montages imposeraient un débit de quelques milliampères ; les fluctuations, comme nous l'avons vu, pourraient atteindre des valeurs considérables après un certain temps de fonctionnement. En outre, la tension d'une pile peut baisser de plusieurs volts en cours de débit, ce qui produirait une dérive de fréquence inacceptable.

Les mêmes considérations, jointes à d'autres, d'ordre plus pratique, nous ont fait écarter les accumulateurs pour l'alimentation des cavités. Il reste donc la solution des alimentations secteur, dont il faudra pousser particulièrement la stabilité.

Étude d'alimentations secteur hautement stabilisées.

11. *Conditions à réaliser.*

On a vu qu'une alimentation ordinaire donnait dans la bande 0,5 Hz un bruit de l'ordre de 2 mV ; dans le cas d'un réflecteur ceci correspond à des fluctuations de 4 kHz. Comme les klystrons sont

alimentés par les mêmes sources, on peut prévoir que leurs fluctuations relatives seront inférieures à ce chiffre ; cependant il existera certainement un déséquilibre, tant dans les oscillateurs que dans leurs circuits. En chiffrant ce déséquilibre à 50 %, et avec un taux de stabilisation de 500, on arrive à des fluctuations de 4 Hz, chiffre supérieur à la limite fixée. Il apparaît donc nécessaire de réduire encore les fluctuations de ces alimentations.

12. Description du montage.

Une première méthode consistait à ajouter à une alimentation classique un deuxième étage semblable au premier ; mais la limite des fluctuations à la sortie est limitée par celles de la tension de référence, qui ne descend pas au-dessous de 0,2 mV. Il semble bien en outre qu'il faille tenir compte des fluctuations de la lampe amplificatrice de correction, et en particulier de sa tension de blocage. L'expérience a d'ailleurs confirmé qu'il y avait peu à gagner de l'adjonction d'un deuxième étage, puisque le bruit à la sortie du premier (500 V) était de 2 à 4 mV, et que celui, à la sortie du second (300 V), ne tombait qu'à 1 mV environ.

On a tourné la difficulté en séparant les fonctions des deux étages de l'alimentation, le premier stabilisant à la fois le courant continu et les basses fréquences, le second ces dernières surtout.

Un calcul analogue à celui du précédent paragraphe montre qu'en supposant des dérivées du secteur de 20 %, et un taux de stabilisation du premier étage de 200, la dérive de la moyenne fréquence due à la tension réflecteur est inférieure à 1 KHz.

13. Le schéma de l'alimentation du réflecteur qui a été réalisée pour les besoins de cette étude est donnée sur la figure 3. Le premier étage est du type classique : tension redressée et filtrée de 700 V ; la tension de référence est constituée par deux stabilovolts VR 150.

Le second étage est constitué par une double triode qui reçoit sur ses plaques la tension stabilisée par le premier étage. Les grilles sont reliées à une tension de référence prise sur les stabilovolts de l'étage précédent, les fluctuations résiduelles de cette

tension étant atténuées par un filtre RC à forte constante de temps. La tension de sortie est prise sur les cathodes des triodes.

Un calcul simple montre que si on appelle R_0 la résistance des stabilovolts (environ 500 ohms), R_1 la résistance en série avec ceux-ci, R_i celle des éléments de la triode et R la résistance de charge de l'alimentation, le taux de régulation de l'étage est donné par la relation :

$$(1 + \mu R_i/R)/(1 + \mu R_v/\alpha R_i)$$

α étant l'atténuation du filtre.

Avec les éléments de notre montage, nous avons à la fréquence 0,5 :

$$\begin{aligned} x &= 50, & \mu &= 70, & R_i &= 25\,000, \\ R_1 &= 25\,000, & R &= 100\,000, \end{aligned}$$

ce qui donnerait un taux de 18. Si les fluctuations du premier étage étaient de 2 mV, celles de la tension de sortie seraient de l'ordre de 100 microvolts, ce qui montre qu'il est inutile de prendre un filtre RC plus fort. L'alimentation (+ 300 V) des cavités est construite sur un modèle analogue, cependant certaines lampes sont de type différent, pour tenir compte du débit plus élevé de cette alimentation.

14. Résultats obtenus.

Les bruits dans la bande 0,5, mesurés sur ces alimentations (le secteur étant fourni par un transformateur régulateur de tension à fer saturé) sont les suivants : après le premier étage, 0,5 à 1 mV ; à la sortie, environ 100 microvolts.

On peut donc considérer que le gain par rapport à une alimentation ordinaire se chiffre par un facteur de 20 environ ; ces appareils sont donc supérieurs aux piles et accumulateurs. On a pu vérifier d'ailleurs l'amélioration obtenue dans la stabilité des klystrons. En laissant ceux-ci libres, et en examinant les battements dans un discriminateur, on a observé que la fréquence ne dérivait pas de plus d'une vingtaine de kHz, et que les fluctuations à 0,5 Hz étaient d'environ 3 kHz.

En résumé, nous avons adopté comme sources de tension : pour le chauffage, des accumulateurs avec équilibrage par rapport à la masse des extrémités des filaments ; pour les réflecteurs et les cavités, des alimentations secteur à deux étages.

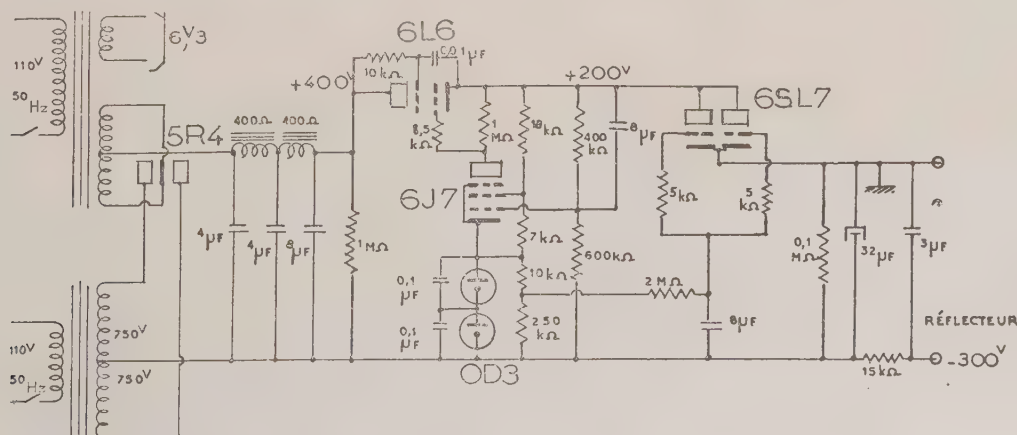


FIG. 3. — Alimentation secteur — 300 V hautement stabilisée.

CHAPITRE II

STABILISATION
DE LA FRÉQUENCE DE BATTEMENT
DE DEUX KLYSTRONSFLUCTUATIONS RÉSIDUELLES
DE CETTE FRÉQUENCE

Principe de cette stabilisation.

15. Tous les soins étant pris en ce qui concerne les tensions d'alimentation des oscillateurs, le niveau des fluctuations résiduelles de leur fréquence relative reste trop considérable par rapport à celui d'un signal tel que celui que nous avons envisagé dans l'introduction. La nécessité de stabiliser, par un procédé électronique, la fréquence de battements des klystrons s'impose donc.

Nous étudierons ici un système de stabilisation qu'on pourrait appeler « relative », parce qu'on s'y bornera à maintenir la fréquence de battement $(F_1 - F_2)$ aussi voisine que possible d'une fréquence de référence F_0 , sans se préoccuper de la fréquence absolue de chaque oscillateur.

Le principe de la méthode est le suivant : la comparaison de $(F_1 - F_2)$ avec F_0 (en l'espèce la fréquence d'accord d'un circuit résonnant moyenne fréquence) donnera une tension continue que nous utiliserons pour commander le réflecteur d'un des klystrons ; cette tension ayant le signe désiré pour ramener $F_1 - F_2$ sur F_0 .

16. Il y a cependant une précaution à prendre dans ce système. On désire en effet recevoir un signal qui est constitué par une modulation de la fréquence de battements. Normalement, ce procédé de stabilisation ainsi défini doit répondre à une modulation de ce genre par une tension de correction qui tendra à l'annuler. Il faut donc « libérer » la fréquence de battements dans la bande f du signal, par exemple en filtrant dans cette bande la tension de correction du klystron commandé. Si la bande f est faible vis-à-vis de celle dans laquelle l'énergie du bruit est répartie, il est permis d'espérer que cette opération n'apportera qu'une détérioration encore acceptable dans le rapport signal bruit.

17. Soient F_1 et F_2 les fréquences des deux klystrons libres. Dans le circuit du klystron K_1 , on constitue une chaîne de stabilisation comprenant : un cristal mélangeur placé dans le guide d'ondes, et effectuant la conversion de fréquence $F_1 - F_2$; un amplificateur moyenne fréquence accordé sur la fréquence F_0 , et recevant la tension du cristal ; un discriminateur de fréquences dont le rôle est de fournir une tension continue U proportionnelle à $(F_1 - F_2) - F_0$; un circuit de retour de la tension U sur le réflecteur de K_1 .

Les deux paramètres fondamentaux sont donc :

la pente du discriminateur, soit A ; elle s'exprime en volts par hertz ; le coefficient de commande B du klystron, en hertz par volt de tension réflecteur.

Supposons maintenant qu'en agissant sur le réflecteur d'un klystron, on amène la fréquence de battements au voisinage de F_0 ; si on boucle la chaîne de stabilisation, l'apparition de la tension U sur le discriminateur modifiera la fréquence F_1 de K_1 ; cette nouvelle fréquence F_s sera donnée par la relation :

$$(1) \quad F_s = F_1 - BU,$$

et on aura par ailleurs :

$$(2) \quad U = A [(F_s - F_2) - F_0] ;$$

d'où par combinaison de (1) et (2) :

$$(3) \quad (F_s - F_2) - F_0 = [(F_1 - F_2) - F_0] / (1 + AB).$$

Cette relation, qui n'est autre que celle d'une boucle de contre-réaction, montre que nous avons réduit dans le rapport $1 + AB$ les fluctuations de la fréquence de battements.

18. Si on intercale entre le discriminateur et le réflecteur de K_1 un ou plusieurs filtres réjecteurs, centrés sur la fréquence f , et d'atténuation totale K , nous aurons à la fréquence f un taux de stabilisation réduit à la valeur $1 + AB/K$.

L'idéal serait de prendre K très élevé. Mais il est difficile, surtout à de très basses fréquences, de réaliser dans la pratique une atténuation très grande dans une bande étroite ; il est en tout cas impossible de le faire sans introduire des rotations de phase importantes, dangereuses pour la stabilisation. Il ne faut pas oublier non plus que la fréquence choisie pour notre signal est proche de celle des dérives, et qu'il ne faut pas libérer les klystrons dans cette bande très critique. Le compromis a consisté à prendre une atténuation K de l'ordre du coefficient AB , ce qui donnera pour un signal à la fréquence f une atténuation de 2, dont nous tiendrons compte dans toutes les mesures qui suivent.

Description du montage.

19. *Description générale.* Le schéma de principe du dispositif est visible sur la figure 10 (partie de gauche). Les deux klystrons K_1 et K_2 sont couplés à un même guide G . Dans le cristal C_1 s'effectue la conversion $F_1 - F_2$; l'atténuateur T est choisi suffisant pour assurer des conditions normales pour la conversion. La tension aux bornes de C_1 est appliquée à l'amplificateur MF accordé sur F_0 ; on trouve enfin le discriminateur, puis le système de commande du réflecteur, dans lequel la tension de correction U doit être superposée à la tension continue d'alimentation du réflecteur, en même temps qu'elle est débarrassée de ses composantes à la fréquence 0,5 Hz, par l'effet des filtres réjecteurs.

20. Choix de la fréquence F_0 . Du point de vue théorique, on aurait intérêt à prendre F_0 le plus faible possible, car si on considère les fluctuations de la fréquence d'accord du circuit discriminateur, on

millivolt par Hz. Ces deux conditions doivent être réalisées dans une bande de quelques kilohertz autour de F_0 . Le schéma de l'amplificateur est donné sur la figure 4. Il comporte quatre étages de

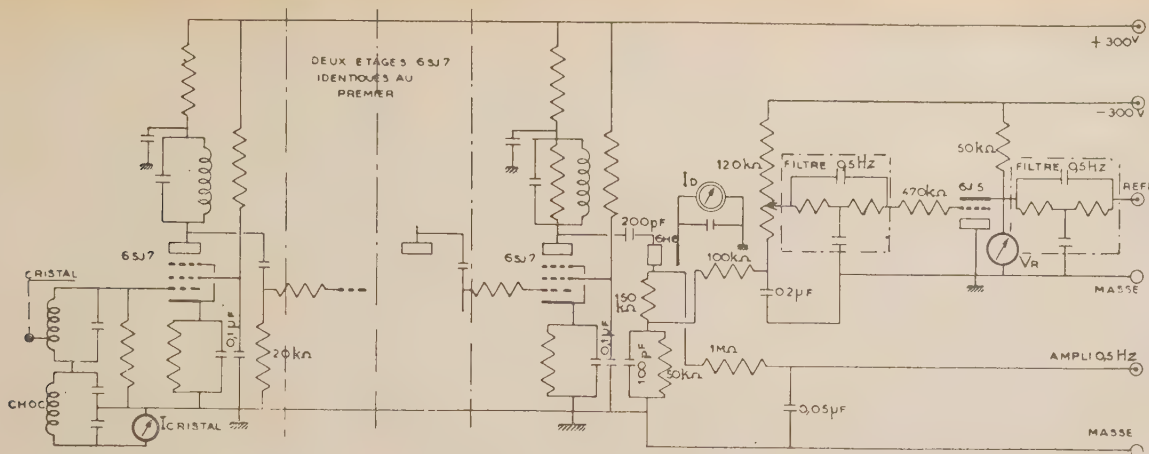


FIG. 4. — Amplificateur discriminateur moyenne fréquence.

peut remarquer que dans le cas qui nous occupe ce sont les fluctuations *absolues* de ce circuit qui entrent en ligne de compte ; à stabilité relative égale la fréquence du circuit doit être faible.

Mais F_0 ne peut descendre au-dessous d'une limite qui est imposée par des considérations de déphasage dans le discriminateur, lequel comporte un détecteur dont il faut choisir les éléments R et C . La gamme de fréquence que nous désirons stabiliser comprend, à partir de la fréquence zéro, une gamme allant jusqu'aux harmoniques du secteur et aux fréquences acoustiques les plus basses ; si on fixe 1 000 Hz comme limite à cette bande, on obtient pour la constante de temps du détecteur la valeur $RC < 0,001$. Mais en fait, cette condition doit être plus sévère : en effet, comme on le verra plus loin, le souci d'éviter un amorçage d'oscillations dans la chaîne de stabilisation nous oblige à considérer avec une attention particulière les fréquences pour lesquelles un déphasage notable apparaît dans le détecteur entre la variation de fréquence et la variation de tension qui en résulte. Ceci a lieu pour des fréquences de l'ordre de $F_d = 1/2\pi RC$. Ces fréquences doivent pouvoir être filtrées dans le circuit du réflecteur, sans gêner la stabilisation des fréquences à corriger. On se fixera par exemple $F_d = 10$ kHz. Par ailleurs, la condition habituelle de détection donne pour la porteuse la valeur $F_0 \gg 1/2\pi RC$, soit ici $F_0 \gg 10$ kHz.

Nous avons choisi $F_0 = 450$ kHz environ, pour des raisons d'approvisionnement en bobinages.

21. Caractéristiques de l'amplificateur discriminateur. Un tel appareil doit satisfaire aux conditions suivantes :

- donner une tension dont l'amplitude soit indépendante des variations d'amplitude du signal à l'entrée, ou des variations d'amplification ;
- donner une tension continue proportionnelle à la fréquence, dont la pente soit de l'ordre du

pentodes à circuits accordés dans les plaques ; les trois premiers n'ont qu'une fonction amplificatrice, cet ensemble étant à très large bande (par échelonnement des accords, et amortissement des circuits de plaques), et donnant un signal saturant sur la grille du dernier étage, pour une tension d'entrée inférieure au millivolt.

22. Ces données permettent de fixer la valeur de l'atténuation à admettre dans le guide entre les deux klystrons. En se donnant 10 mV comme niveau à l'entrée de l'amplificateur, une impédance du cristal de 300 Ω et une perte de conversion de 10 dB dans le cristal, on trouve qu'il faut appliquer au cristal une puissance HF minimum de $3,10^{-6}$ watts. Par ailleurs, la puissance HF fournie par le klystron peut être évaluée en considérant le courant continu des cristaux, ce dernier était d'un milliampère environ dans nos expériences, ce qui donne une puissance d'environ 3 mW ; il nous faut donc atténuer de 1 000 environ.

23. Le quatrième étage de l'amplificateur est réservé à la stabilisation, et n'est autre qu'un discriminateur de fréquences. On s'est borné à utiliser la courbe de réponse d'un seul étage accordé, en se plaçant sur un des flancs de cette courbe, dans la partie sensiblement linéaire. En conséquence, le dernier étage est à bande plus étroite que les autres.

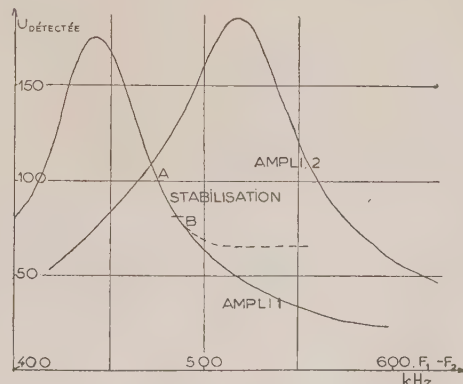


FIG. 5. — Courbes de réponse des discriminateurs moyenne fréquence.

Sa courbe de réponse, qui est aussi celle de la tension détectée, est donnée sur la figure 5 (courbe de gauche). Aux environs de 465 kHz, la pente est de 2,8 mV par hertz.

24. Dispositif de commande du réflecteur. Il faut superposer à la tension continue du réflecteur, la tension variable U sortant du discriminateur. On ne

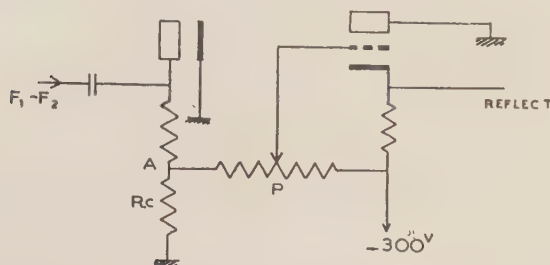


FIG. 6. — Circuit de commande du réflecteur.

peut utiliser un simple dispositif potentiométrique : en effet, nous verrons plus loin que l'introduction de deux filtres pose des problèmes d'adaptation d'impédances, que ce montage ne pourrait résoudre. On a donc (fig. 6) placé entre le détecteur et le réflecteur une triode montée en cathodyne, la grille étant commandée par une partie de la tension du discriminateur, superposée à une tension continue réglable par potentiomètre, la tension du réflecteur étant prise sur la cathode, disposition qui permet d'alimenter le réflecteur sous basse impédance.

Notons enfin que le débit de l'alimentation (—300 V) dans la résistance R_c du détecteur donne en l'absence de signal une tension continue de repos dans le détecteur : la courbe de réponse (partie pointillée de la figure 5) présente ainsi une sorte de palier qui facilite les opérations de stabilisation.

Fonctionnement du dispositif stabilisateur.

25. Représentation graphique des positions de stabilisation. Les considérations développées au paragraphe 17 peuvent être illustrées sur le graphique de la figure 7, en portant en abscisses la fréquence F_1 du klystron commandé ; prenons comme centre de la figure la valeur $F_1 = F_2$ (nous supposons la fréquence F_2 de l'autre klystron comme fixe). Figurons symétriquement les courbes de réponse de l'amplificateur, correspondant à $F_1 - F_2$ et son image $F_2 - F_1$. Ces courbes représentent la relation (2) du § 17 ; par ailleurs, la relation (1) est représenté par une droite qui se déplace parallèlement à elle-même quand on fait varier la tension du réflecteur. Les points de stabilisation possibles sont les points de rencontre C, D, E, F de la droite avec les courbes ; mais un examen rapide des signes des tensions en jeu montre que seuls deux d'entre eux, D et F, sont stables.

26. Méthode pratique de stabilisation. Supposons les deux klystrons en fonctionnement, avec $F_1 > F_2$; en agissant sur le potentiomètre P de la figure 6, nous faisons décroître F_1 jusqu'à ce que la fréquence de battements arrive dans la zone du point G (fig. 5) ;

comme nous sommes dans la bande de l'amplificateur, une tension négative apparaît en A, et vient se soustraire de la tension que nous avions primitivement appliquée au réflecteur : le point de fonctionnement tend donc à rester en G. En continuant à agir sur le réflecteur,

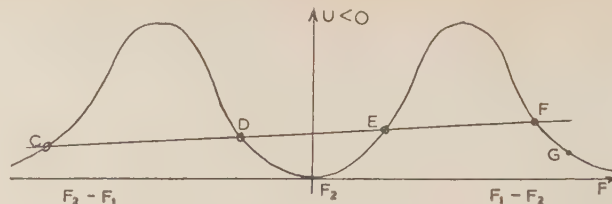


FIG. 7. — Solution graphique du problème de la stabilisation relative.

on arrivera cependant à faire monter le point de fonctionnement sur la courbe de réponse, en F par exemple (fig. 7) ; à partir de ce moment, aucune manœuvre du réflecteur n'est nécessaire, le point de fonctionnement se maintient en F.

27. Oscillations d'accrochage dans la stabilisation. Avec le montage de la figure 6, il était impossible de stabiliser sans que prennent naissance des oscillations d'accrochage, à une fréquence de quelques milliers de hertz. Ce phénomène s'explique en examinant la relation (3) du point de vue dynamique. Supposons F_2 fixe, et appliquons à K_1 une modulation ΔF_1 , à une fréquence variable f , et mesurons en fonction de f la valeur du rapport $\Delta F_s / \Delta F_1$ en module et en phase ;

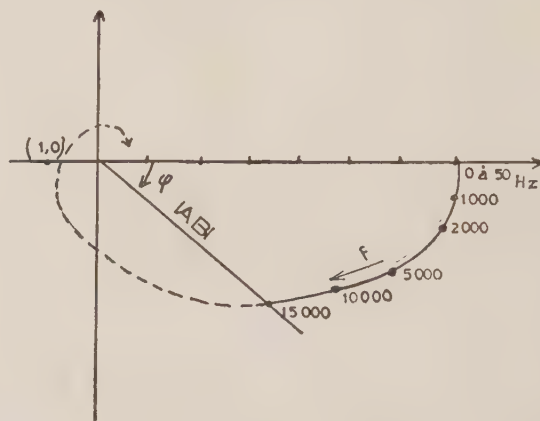


FIG. 8. — Variations du taux de stabilisation AB en module et en phase, en fonction de la fréquence.

nous portons donc en coordonnées polaires la valeur du nombre AB , ce qui donne une courbe analogue à celle de la figure 8. D'après le critérium de NYQUIST, la condition de stabilité est que le point $(-1, 0)$ du graphique se trouve à l'extérieur de la courbe représentative de AB . Dans le cas contraire, il y a entretien d'oscillations, la fréquence de celles-ci étant telle que la phase de AB est voisine de 180° .

Les causes de ce déphasage peuvent être les suivantes : a) un effet d'hystérésis dans le klystron, la fréquence de ce dernier ne suivant pas instantanément les variations de sa tension réflecteur ; b) le déphasage dans le détecteur et dans le circuit de commande du réflecteur.

Nous avons mesuré (fig. 8, courbe en traits pleins) le module et la phase du terme AB pour des fréquences allant jusqu'à 15 kHz ; la phase, qui est un retard, et qui atteignait 40° pour 15 kHz, comprenait l'hystérésis éventuelle du klystron, et le déphasage du détecteur. Or, une évaluation de ce dernier par le calcul a montré qu'il était seul responsable du déphasage mesuré. Comme il faut ajouter à ce déphasage celui qui est introduit par les diverses capacités parasites dans le

circuit réflecteur, et en particulier dans celle du câble blindé d'alimentation du réflecteur, il ne faut pas s'étonner que l'expérience ait révélé des oscillations à la fréquence de 5 kHz environ.

28. Pour éviter les oscillations d'accrochage, il est nécessaire d'atténuer le module de AB pour les fréquences donnant un déphasage de 180° , la valeur de cette atténuation étant supérieure à la valeur de AB en continu. Ceci peut être réalisé par un filtre intercalé entre le détecteur et le réflecteur ; mais il serait vain de rechercher un filtre atténuant les fréquences dangereuses sans atténuer et déphaser les fréquences à stabiliser, qui en sont proches. Le compromis obligatoire consiste à prendre un filtre RC qui introduit une phase maximum de 90° , et à sacrifier délibérément de la stabilisation pour les fréquences plus basses, pour lesquelles le déphasage initial était faible. On voit sur la figure 4 le dispositif qui a donné satisfaction ; à la fréquence 1 000 Hz, AB est atténué de 100 par rapport à la valeur en courant continu, ce qui n'a pas d'importance, puisque le signal que nous voulons mesurer se trouve à une fréquence beaucoup plus basse. Notons que ce procédé de filtrage est recommandé par R. V. POUND [1] (*).

29. Résultats obtenus. Dans la pratique, le point de stabilisation était maintenu entre les fréquences 475 et 485 kHz (points A et B de la figure 5). La tension de sortie de l'amplificateur, à la fréquence $F_1 - F_2$, était appliquée sur les plaques verticales d'un oscilloscope, dont la fréquence de balayage était réglable à volonté ; les oscillations étaient stables en amplitude, aucune modulation n'étant visible sur l'oscilloscope, ce qui montre, en tenant compte de la pente du discriminateur et de la précision de lecture de l'écran, que les fluctuations résiduelles dans toute la gamme des basses fréquences, étaient inférieures à 1 kHz. En outre, en balayant la trace par la fréquence d'un générateur HF, nous avons obtenu sur l'écran une ellipse indiquant la coïncidence des battements, en fréquence, avec le générateur. L'ellipse, tout en se déformant lentement, restait visible, ce qui prouve que les stabilités de fréquence des deux systèmes étaient analogues. En évaluant à 10^{-4} la stabilité du générateur, on arrive à quelques dizaines de cycles de fluctuations pour notre fréquence stabilisée.

Dans la bande du signal désiré, soit 0,5 Hz, les fluctuations mesurées en branchant sur le détecteur un amplificateur à très basse fréquence, sont de l'ordre de 3 Hz.

30. Pour mesurer le taux de stabilisation, on a opéré point par point (on suppose que la valeur trouvée sera valable dans la gamme 0,5 Hz). On a d'abord étalonné en fréquences la tension de sortie du discriminateur, puis on a fait varier la tension du réflecteur d'une certaine quantité ΔV_R et on a mesuré la variation $\Delta(F_s - F_2)$ qui en résultait. Si ΔV_R est choisi assez fort pour que la variation de fréquence ΔF_1 qui en résulterait si le klystron était libre, soit grande devant les fluctuations propres de celui-ci, on peut considérer F_2 comme fixe, et on a un taux :

$$1 + AB = \Delta F_1 / \Delta(F_s - F_2) = B \cdot \Delta V_R / \Delta(F_s - F_2).$$

Le taux a été trouvé égal à 500 pour une pente du

discriminateur de 2mV par hertz. Il est possible de retrouver cette valeur par le calcul en partant des valeurs des éléments du circuit réflecteur (fig. 4).

Stabilisation avec filtrage à 0,5 Hz.

31. Introduction de filtres à 0,5 Hz. Comme on l'a vu au § 16, il est nécessaire, pour la réception d'un signal à fréquence f , de libérer la stabilisation autour de cette fréquence. En somme, on a deux oscillateurs qui, à une constante F_0 près, sont astreints à osciller sur la même fréquence, et on

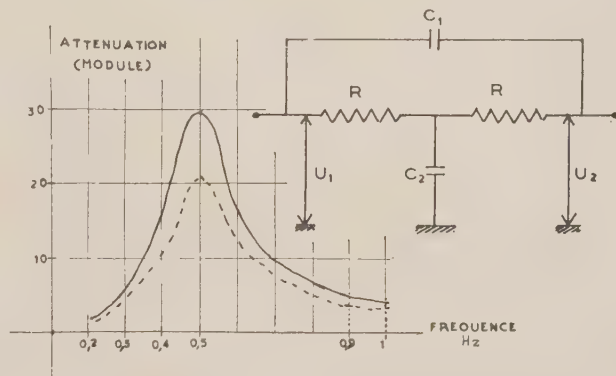


FIG. 9. — Filtre en T ponté. Schéma et courbes de l'atténuation mesurée. (En traits pleins, le filtre grille, en pointillé le filtre cathode.)

veut qu'ils soient libres d'avoir des fluctuations sous réserve que celles-ci s'effectuent à des fréquences voisines de f . Pour réaliser, dans le circuit du réflecteur, une atténuation d'un module voisin de la valeur de AB , à la fréquence 0,5 Hz, nous avons fait appel à des filtres du type « en T ponté », dont le schéma est donné sur la figure 9. En posant $K = C_2/C_1$, et $\varepsilon = RC_2\omega$ ($\omega = 2\pi f$), le calcul donne une atténuation

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\varepsilon^2 - K - 2j\varepsilon}{\varepsilon^2 - K - j\varepsilon(K+2)}.$$

Pour une fréquence telle que $\varepsilon = \sqrt{K}$, les tensions U_1 et U_2 sont en phase, et l'atténuation passe par un maximum qui a pour valeur $\alpha = (K+2)/2$. Il est facile, pour choisir les éléments du filtre, de se donner la valeur de C_2 ; C_1 est calculé en fonction de l'atténuation, et le centrage s'effectue en agissant sur R .

Il est important de considérer les déphasages qui peuvent être introduits par de tels filtres ; ce déphasage est maximum pour des fréquences voisines de $f/2$ et $2f$, f étant la fréquence d'atténuation maximum. La valeur de ce déphasage est $\varphi = \text{Arc tg}(\sqrt{K}/2\sqrt{2})$.

Mais le fonctionnement du filtre n'est conforme à la théorie que s'il est convenablement adapté, c'est-à-dire s'il est fermé à l'entrée sur une impédance faible, et à la sortie sur une impédance forte par rapport à son impédance propre ; dans le cas contraire, il peut en résulter des déphasages importants qui donnent lieu, comme nous l'avons constaté,

(*) Chap. 2, pp. 58-78.

à un entretien d'oscillations à des fréquences voisines de f .

Par ailleurs, comme nous désirons une atténuation de l'ordre de 1 000, il a paru difficile d'obtenir ce résultat avec un seul filtre ; aussi en avons-nous pris deux, et c'est une des raisons qui nous ont conduit à intercaler une lampe dans le circuit du réflecteur, un premier filtre étant placé dans la grille, l'autre dans la cathode. L'expérience a montré que ce dispositif n'engendrait pas d'instabilité.

Les éléments adoptés pour ces filtres sont les suivants :

grille : $R = 220 \text{ k}\Omega$ $C_1 = 0,15 \mu\text{F}$,
 $C_2 = 8,7 \mu\text{F}$, Att. = 30

cathode : $R = 55 \text{ k}\Omega$ $C_1 = 0,95 \mu\text{F}$,
 $C_2 = 32 \mu\text{F}$, Att. = 18

Les courbes d'atténuations mesurées sont données sur la figure 9.

32. Résultats obtenus. La stabilité de la fréquence de battements n'était pas affectée par la présence des filtres, sauf dans la bande 0,5 Hz, où naturellement les fluctuations étaient beaucoup plus importantes. Nous avons à nouveau mesuré le taux de stabilisation, en continu, puis à la fréquence 0,5 Hz, en appliquant au réflecteur d'un klystron une tension sinusoïdale à cette fréquence, suivant un procédé qui sera décrit plus loin. Si on observe l'amplitude du balancement de l'aiguille de l'appareil donnant la tension détectée, on en déduit la modulation correspondante de $F_1 - F_2$. Cette mesure a permis de vérifier que les klystrons étaient bien libres dans la bande du signal et que la valeur $1 + AB/K$ du § 18 était vérifiée. En effet, on a trouvé les taux suivants :

en courant continu ($K = 1$) $1 + AB = 500$
 à 0,5 Hz ($K = 600$) $1 + AB/K = 1,7 \text{ à } 2$.

Dans la pratique, nous compterons donc qu'une modulation de la fréquence de battements dans la bande du signal sera atténuée dans le rapport 2 par la présence des filtres.

Mesure des fluctuations de la fréquence de battements.

33. Schéma de principe du dispositif. Il est donné sur la figure 10. On voit que la disposition moyenne fréquence est entièrement symétrique, les deux discriminateurs étant reliés aux deux bornes d'entrée d'un amplificateur 0,5 Hz, également symétrique.

L'amplificateur moyenne fréquence n° 1 a déjà été décrit (fig. 4) ; l'amplificateur n° 2 est identique par construction, sauf que le dernier étage est accordé sur 517 Hz (voir courbe de réponse de droite, fig. 5) ; cette disposition permet d'avoir, au point de fonctionnement, des pentes égales et de signe contraire pour les deux discriminateurs, de

façon à attaquer convenablement un amplificateur symétrique.

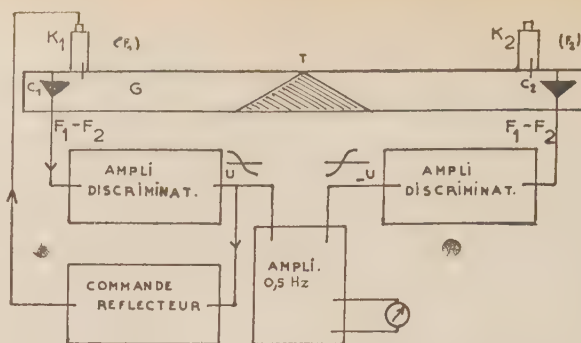


FIG. 10. — Montage de mesure des fluctuations de la fréquence de battements stabilisée relativement.

34. Amplificateur à très basse fréquence. Il est évident qu'un signal tel que celui qui a été défini dans l'introduction (excursion de fréquence de 0,1 Hz) a un niveau trop faible pour être lu directement sur les discriminateurs ; d'autre part, il est important de réduire autant que possible la bande passante, d'où la nécessité d'une amplification sélective à très basse fréquence.

La réalisation d'une telle amplification à 0,5 Hz a posé un problème particulier, car il n'est pas question de faire appel à la technique habituelle des circuits accordés ; la sélectivité ne peut être obtenue que par des filtres résistance-capacité.

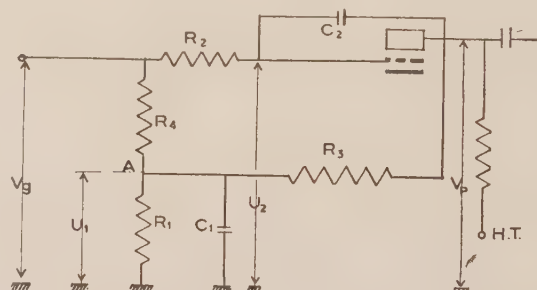


FIG. 11. — Principe d'une contre-réaction sélective pour amplificateur à très basse fréquence.

L'amplificateur construit pour ces mesures se compose de trois étages de triodes, montées symétriquement ; la liaison entre étages se fait par des cellules RC. Pour augmenter la sélectivité, nous avons fait appel à un dispositif à double contre-réaction sélective, dont le principe est donné sur la figure 11, qui représente le montage d'une triode d'un demi-étage de notre appareil.

Le principe du fonctionnement est le suivant : sur la grille apparaissent deux tensions de contre-réaction, la première U_1 sur le pont $R_3C_1R_1$, en retard sur la tension V_d et proportionnelle à $1/f$, la seconde U_2 sur le pont $C_2R_2R_4$, en avance sur V_d et proportionnelle à f . Le problème consiste à ajuster les divers éléments pour qu'à la fréquence choisie les tensions U_1 et U_2 soient égales et de phases opposées. Par exemple, C_1 est choisi pour qu'à 0,5 Hz le rapport U_1/V_d soit environ l'inverse de l'amplification du tube ; on peut dans la pratique se fixer la largeur de bande par C_1 , et centrer cette dernière

sur 0,5 Hz par la valeur de C_2 . Dans notre montage, nous avons pris :

$$R_1 = 0,1M\Omega, R_2 = 2M\Omega, R_3 = 0,2M\Omega, R_4 = 1M\Omega \\ C_1 = 16\mu F \quad C = 8\mu F.$$

On verra plus loin (fig. 16) la courbe de réponse de cet appareil ; son amplification était de 400 dans la gamme de 0,45 à 0,55 Hz. Une sélectivité plus grande serait nuisible, du fait que la fréquence du signal doit être imposée par une rotation mécanique, dont la vitesse doit pouvoir subir des variations d'environ 5 à 10 % sans que l'amplification du signal en soit affectée.

Notons ici que pour toutes les mesures d'amplification et de modulation à très basses fréquences, nous avons utilisé un oscillateur à résistances-capacités donnant une gamme de neuf fréquences comprises entre 0,25 et 2 Hz. On trouvera la description détaillée de cet appareil dans la bibliographie [2].

35. Mesure des fluctuations à 0,5 Hz. Connaissant la pente des discriminateurs, et le gain à très basse fréquence, la lecture du bruit à la sortie de l'amplificateur 0,5 Hz donne la valeur des fluctuations de la fréquence de battements. On utilisait le montage de la figure 10. Il convenait de s'assurer que les fluctuations de l'accord des derniers circuits des amplificateurs MF ne causent pas un bruit appréciable : en branchant à l'entrée de ces derniers un générateur HF donnant un niveau suffisant pour la saturation, on a observé des fluctuations correspondant à quelques hertz, ce qui est bien l'ordre de grandeur qu'il faut attendre de la stabilité du générateur. Il n'y a donc pas de difficulté de ce côté.

Le bruit observé sur le voltmètre de sortie était en moyenne de 80 V entre crêtes, avec des pointes à 150 V. En tenant compte du fait que l'amplificateur 0,5 Hz est branché sur deux discriminateurs de pente 2 mV par hertz, et que le gain est de 400, nous trouvons des fluctuations de $F_1 - F_2$ comprises entre 25 et 100 hertz.

Bien entendu, dans cette mesure, les filtres à 0,5 hertz étaient en circuit ; en les enlevant, on trouvait des fluctuations de 1 à 2 hertz seulement.

Dispositif de filtrage du signal.

36. Nécessité et moyen de réduire la bande passante. Les fluctuations de la fréquence (60 Hz en moyenne) sont encore trop élevées par rapport à la valeur du signal pour qu'il soit possible de détecter celui-ci. Il est donc encore nécessaire de réduire la bande passante.

Considérons le montage de la figure 12 dans

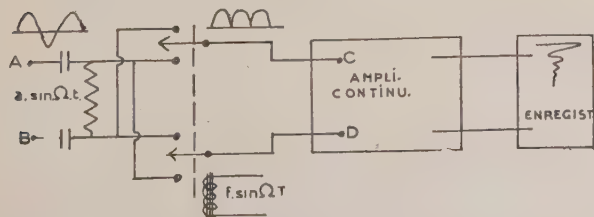


FIG. 12. — Dispositif de filtrage d'un signal à très basse fréquence par relais-commutateur.

laquelle un signal $a \sin \Omega t$ venant de l'amplificateur à très basse fréquence est appliqué aux bornes A et B ; imaginons un système à contacts s'ouvrant et se fermant alternativement à la même pulsation Ω , de façon qu'aux bornes C et D la tension du signal ait toujours la même polarité. L'opération revient mathématiquement à multiplier le signal par la fonction ± 1 ce qui donne une tension

$$(5) \quad U = 2 \frac{a}{\pi} \left[1 - \frac{2}{3} \cos 2\Omega t - \frac{2}{15} \cos 4\Omega t - \dots \right]$$

ceci en admettant, bien entendu, que la phase du relai est convenable par rapport à celle du signal. Si une telle tension est appliquée à un filtre continu à bande très étroite, le terme continu $2a/\pi$ subsistera seul, les termes en $2\Omega t$, $4\Omega t$ disparaissant ; en outre, dans le spectre de fréquences des fluctuations, seules les composantes en phase avec le signal donneront une tension à la sortie.

Si T est la constante de temps du filtre continu, c'est-à-dire le temps nécessaire pour qu'une tension continue à l'entrée donne à la sortie une réponse correspondant aux deux tiers de la réponse finale, la bande passante de ce filtre peut être définie comme valant $1/T$; si en outre on admet que le rapport signal sur bruit varie comme la racine carrée de la bande, étant donné que celle de l'amplificateur 0,5 Hz est de l'ordre de 1 hertz, un tel filtre nous permettrait en théorie de gagner un facteur $\sqrt{T}$ sur le rapport signal sur bruit.

Il est possible, comme on le verra plus loin, de réaliser des filtres ayant une constante de temps de une heure et plus. Le retard qui en résulte pour l'établissement d'un signal n'est pas gênant dans le cas où ce dernier présente une périodicité très lente, de 24 heures par exemple. Quant à la synchronisation du relai avec le signal, elle pourrait être réalisée automatiquement par la rotation du dispositif lui-même, par exemple au moyen d'un contact tournant à bagues et balais.

37. Amplificateur-filtre continu. Une modulation de 1 hertz correspond, avec les données de nos appareils, à une tension de 1,6 V d'amplitude à la sortie de l'amplificateur à très basse fréquence, soit environ un volt continu après le relai. L'amplification de cet appareil devra donc être relativement faible, puisqu'il s'agit de commander un enregistreur qui doit donner une déviation de quelques mA pour un volt à l'entrée. L'amplificateur (fig. 13) comporte trois doubles triodes montées symétriquement. L'effet de filtrage est obtenu dans les deux premières lampes, d'une part en disposant dans les grilles des cellules RC à grande constante de temps, d'autre part, en admettant dans chaque lampe une contre-réaction dont le taux croît avec la fréquence, et en reliant la grille à la plaque par une forte capacité. C'est en agissant sur la valeur de ces capacités qu'on ajuste la bande du filtre.

Ces capacités doivent avoir des résistances de fuite très supérieures aux résistances placées dans

les grilles ; nous avons choisi soigneusement des capacités au papier à excellent isolement (plus de 500 M Ω).

Des résistances en série dans les grilles, et des

ciellement la fréquence d'un des klystrons, l'excursion minimum de fréquence perceptible dans la fréquence de battements des klystrons, cette excursion étant périodique à la fréquence 0,5 hertz.

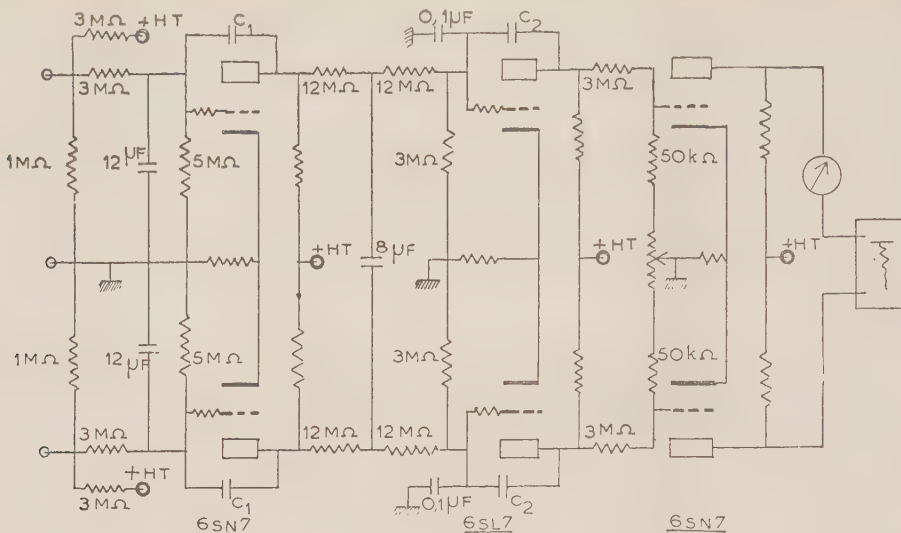


FIG 13. — Amplificateur-filtre continu.

capacités de découplage ont pour but d'éviter les oscillations parasites qui, comme on l'a observé, sont fréquentes avec ce type d'amplificateur. La dernière lampe sert à commander l'enregistreur, connecté entre les plaques, et dont on règle le point de repos en agissant sur un potentiomètre dans les grilles.

Ce point de repos étant placé à la graduation milieu d'un enregistreur dont la bande avait 50 graduations, un signal de 1 V continu appliqué à l'entrée donnait une déviation de 15 graduations dans un sens ou dans l'autre, suivant le signe de la tension appliquée.

Avec les valeurs suivantes pour les capacités de contre-réaction : $C_1 = C_2 = 16 \mu F$, la constante de temps est de 40 minutes, la déviation totale étant atteinte en 1 h 10 m.

Recherche du signal minimum perceptible.

Nous avons cherché à chiffrer, en modulant artifi-

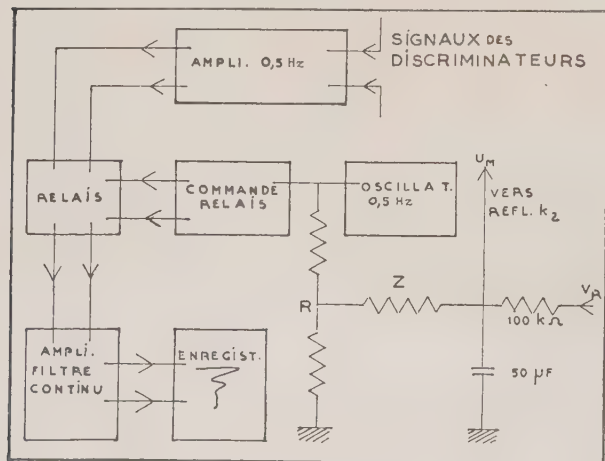


FIG. 14. — Montage de modulation d'un klystron et d'enregistrement du signal fictif correspondant.

Le montage permettant d'obtenir et de mesurer en laboratoire ce signal fictif est donné sur la figure 14.

38. Relais et rendement de conversion. Nous avons utilisé, faute de mieux, un relais à deux contacts, c'est-à-dire susceptible de ne connecter qu'une des deux alternances du signal à l'amplificateur continu. Si U est l'amplitude crête à crête d'un signal à l'entrée du relais, d'après la relation (5) l'effet sur l'enregistreur doit être le même que celui produit par une tension continue $U/2\pi$. Un étalonnage a montré que cette tension était seulement égale à $U/14$ à l'entrée de l'amplificateur continu.

39. Modulation de la fréquence. On a choisi de moduler la fréquence du klystron libre K_2 , pour ne pas perturber les circuits de stabilisation ; le circuit réflecteur de ce klystron se terminait par une forte capacité (50 μF), dans laquelle il était facile de faire passer un courant sinusoïdal à la fréquence 0,5 Hz. On a ainsi, superposée à la tension continue du réflecteur, une tension de modulation dont il est possible de régler l'amplitude et la phase. L'oscillateur à 0,5 Hz (fig. 14), en même temps qu'il commandait le relais, fournissait la tension de modulation par l'intermédiaire de deux ponts d'impédances, l'impédance Z servant à ajuster la phase de la modulation par rapport au relais, et le pont de résistances R donnant ensuite l'atténuation désirée.

Pour étalonner le dispositif en modulation de fréquence, on appliquait au réflecteur une tension telle que la modulation de fréquence soit nettement supérieure au bruit, cette modulation étant déduite de la valeur de la tension à 0,5 Hz apparaissant sur les discriminateurs ; cette valeur étant obtenue, le pont de résistance R pouvait être étalonné directement en modulation de fréquences.

La phase du signal a été déterminée par tâtonnements.

40. Enregistrement de la modulation minimum.

Soit U la tension à 0,5 Hz qui est appliquée au réflecteur de K_2 ; si B est le coefficient de commande du klystron, la modulation de F_1 a pour valeur

BU ; mais le résidu de stabilisation que nous laisse les filtres 0,5 font que la modulation de la fréquence $F_1 - F_2$ vaut seulement $BU/2$.

Soit p la pente d'un discriminateur, a l'amplification à 0,5 Hz ; le signal à l'entrée du relai vaudra $2paBU/2 = paBU$.

La tension continue équivalente à l'entrée de l'amplificateur est le quatorzième de cette valeur ; à raison de 15 graduations pour 1 volt, avec les données du montage : $p = 2.10^{-3}$, $a = 400$, $B = 2.10^{-6}$, la déviation de l'enregistreur sera finalement :

$\delta = 1,7 U$, avec U en microvolts.

Partant de ces données, on a injecté sur le réflecteur des tensions U successives, dont l'amplitude allait en diminuant d'un essai à l'autre ; on a

On voit sur ces graphiques que les fluctuations dues au bruit sont sur l'enregistreur d'environ cinq graduations. Sur le graphique 2 on a tracé en pointillé la courbe de la déviation attendue pour une modulation de 12 hertz, un tel signal est donc encore nettement visible. Par contre, le signal de quatre périodes n'apparaît plus avec certitude sur le graphique 3, bien qu'on puisse observer que la trace se maintient sur la gauche de l'axe de repos pendant la modulation.

41. Considérations sur les résultats obtenus.

Ces résultats s'accordent assez bien avec ce qui pouvait être prévu par le calcul, en examinant le gain qui est apporté par les divers appareils sur le rapport signal/bruit.

Il est indispensable d'abord de définir les bandes

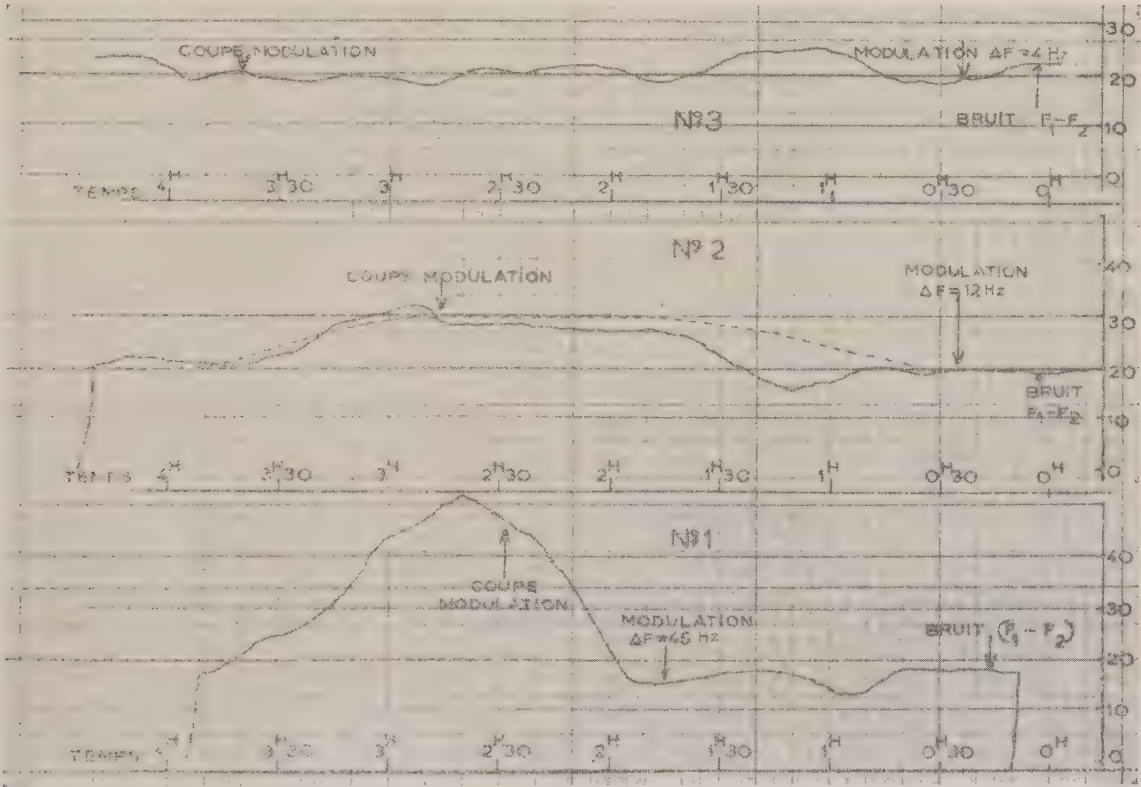


Fig. 15. — Enregistrement de diverses modulations de la fréquence de battements des klystrons

observé dans chaque cas la déviation de l'enregistreur, en attendant assez longtemps pour que cette déviation atteigne sa valeur maximum ; on a vérifié que cette dernière correspondait bien à la valeur prévue au paragraphe précédent.

La figure 15 donne les trois derniers enregistrements effectués ; les résultats peuvent être résumés par le tableau suivant :

TENSION 0,5 SUR RÉFLECTEUR MICROVOLT	ΔF_2 Hz	$\Delta(F_1 - F_2)$ Hz	DÉVIATION ATTENDUE	DÉVIATION MESURÉE
23	46	23	40	30
6	12	6	10	8
2	4	2	3,5	2,5gauche

passantes des divers appareils, à partir de l'amplificateur à très basse fréquence.

La bande passante de l'amplificateur continu, dont la constante de temps est de 40 minutes, vaut :

$B_1 = 1/2 \cdot 400$.

Pour définir la bande de l'amplification à 0,5 hertz, il faut considérer d'abord la bande B_2 de l'amplificateur 0,5 hertz seul, puis celle de ce même amplificateur associé à la stabilisation, en tenant compte de la présence des filtres à 0,5 hertz. On a vu en effet qu'un signal de fréquence f était atténué par la stabilisation dans le rapport $1 + AB/K$, K étant l'atténuation des filtres à la fréquence f . On a donc porté sur un graphique (fig. 16) d'une part la courbe de réponse de l'amplificateur 0,5, d'autre part la

courbe déduite de cette dernière en multipliant les ordonnées par le facteur défini ci-dessus. Si on limite les bandes à 20 dB, on a : $B_2 = 1,2 - 0,2 = 1$ hertz, $B_3 = 0,8 - 0,3 = 0,5$ hertz. Les fluctua-

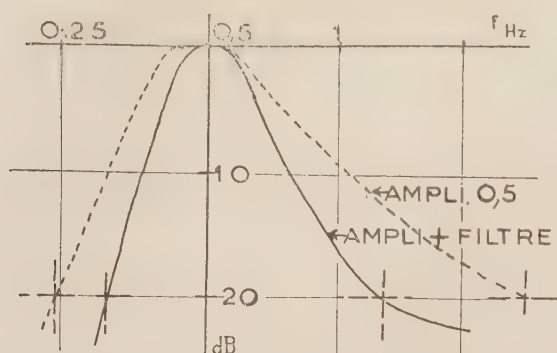


FIG. 16. — Courbes de réponse de l'amplification d'un signal à très basse fréquence avec et sans filtres 0,5 H.

tions de bruit de l'enregistreur (5 graduations correspondent d'après nos calculs à un signal fluctuant d'environ 4 V à la sortie de l'amplificateur 0,5 hertz. Or nous observions en ce point un bruit maximum de 150 V. Le gain sur le bruit est donc de 35 à 40 ; ce gain doit être, d'après nos hypothèses, égal à la racine carrée du rapport des bandes B_3 et B_1 définies ci-dessus : or ce dernier est égal à 35. Par ailleurs, lorsque les klystrons étaient stabilisés, sans filtres 0,5, un signal, dans cette dernière bande, se trouvait atténué par la valeur du taux de stabilisation, soit 500, contre une atténuation de $1 + AB/K$ avec les filtres. Mais par ailleurs la bande est donnée par l'amplificateur 0,5 seul, c'est-à-dire qu'il faut considérer B_2 au lieu de B_3 . Le bruit serait donc réduit dans le rapport $(2/500) \sqrt{B_2/B_3} = 1/180$.

Or, on trouvait sans filtres un bruit de 1 à 2 V, à la sortie de l'amplificateur à très basse fréquence, contre 100 à 150 V avec les filtres. La concordance de l'expérience avec le calcul est encore ici assez satisfaisante.

Conclusion

Il faut tirer la leçon de ces expériences, et voir dans quelle mesure on s'est rapproché du but poursuivi.

Le bruit finalement observé sur l'enregistreur (c'est-à-dire les fluctuations de l'aiguille de cet appareil quand on branche à l'entrée le bruit provenant des discriminateurs) correspond à des fluctuations de fréquence de 6 hertz d'un klystron par rapport à l'autre, dans la bande 0,5 hertz ; nous estimerons que ceci représente la valeur limite du signal que ce procédé permet de mesurer. Comme le signal que nous voulons mesurer a une amplitude totale de 0,2 hertz, il faudrait donc, pour le déceler, gagner encore un facteur de 20 sur le bruit. Or, nous estimons que ce ne sont pas de simples perfectionnements de détails à la présente méthode qui permettront d'atteindre ce résultat ; tout ce que

nous avons tenté dans ce sens, d'ailleurs, n'a apporté aucune amélioration.

On doit donc conclure que l'énergie du bruit dans la bande choisie pour le signal est encore trop forte pour qu'on puisse libérer les oscillateurs dans cette bande. N'oublions pas que nous opérons très près des fréquences de dérives, celles-ci ayant pour cause principalement les fluctuations thermiques et mécaniques de la cavité du klystron, celle-ci étant de dimensions telles qu'elle n'ait qu'une stabilité médiocre.

Il ne faut pas se dissimuler non plus que dans ce procédé, nous ne sommes pas complètement à l'abri des fluctuations des sources de tension : celles-ci, en effet, ont été réduites à une valeur telle, qu'elles ne provoquent pas de variations de fréquence de plus de 1 hertz sur des oscillateurs stabilisés au taux de 500, ce qui n'est pas le cas ici, dans la bande du signal. Les calculs précédents montrent que les fluctuations de nos sources, soit 100 microvolts, donnent des déviations de fréquence d'environ 100 hertz sur les klystrons, et c'est bien l'ordre de grandeur de ce que nous avons mesuré pour la fréquence de battements.

Il apparaît donc nécessaire de réaliser un procédé de stabilisation de la fréquence de chaque klystron, dans toute la gamme des basses fréquences : c'est ce procédé que nous allons décrire dans les chapitres suivants.

CHAPITRE III

STABILISATION DES KLYSTRONS PAR TRANSMISSION DANS UN GUIDE

Principe du procédé.

42. Comparaison avec le procédé de Pound.

Pour stabiliser la fréquence de chaque klystron individuellement, nous avons naturellement pensé aux dispositifs recommandés par R. V. POUND dans les articles et ouvrages donnés en bibliographie [1] et [3].

Nous avons tout d'abord écarté le premier de ces dispositifs, c'est-à-dire le discriminateur hyperfréquences, dans lequel la tension de correction résulte de la différence entre les puissances HF reçues par deux cristaux détecteurs ; d'une part, le bruit propre des cristaux aux très basses fréquences est relativement élevé, d'autre part, l'amplificateur continu fournissant la tension de correction pose des problèmes d'équilibrage et de stabilité non négligeables. Le deuxième procédé (stabilisation utilisant une fréquence auxiliaire) était beaucoup plus séduisant dans notre cas. Cependant nous n'avons pas employé exactement le système POUND, et le procédé original que nous avons adopté en diffère par les points suivants :

a) la comparaison de la fréquence de l'oscillateur avec celle d'une cavité résonnante ne se fait pas par

une réflexion sur cette cavité, mais par une transmission à travers celle-ci ;

b) la fréquence auxiliaire utilisée est d'un ordre de grandeur très inférieur à celle du système POUND.

Il faut noter que dans cette recherche, nous avons été guidés par deux considérations principales, d'abord, la simplicité de construction, surtout en ce qui concerne les dispositifs hyperfréquences, ensuite, d'après les buts qui ont été exposés dans l'introduction, le désir de réaliser, en même temps que la stabilisation, la transmission d'une onde à très haute fréquence dans un guide ou une cavité longue.

43. Principe de montage. Le principe de cette stabilisation est illustré sur la figure 17. L'onde de fréquence F , émise par l'oscillateur, traverse par deux fois un dispositif sensible à la phase (une certaine longueur de guide, ou une cavité). Dans le présent chapitre, nous étudierons d'abord le cas d'une transmission à travers un guide rectangulaire. L'onde venant du klystron, de pulsation Ω , est

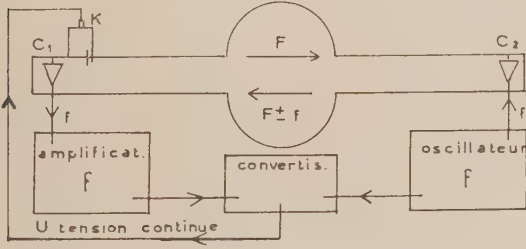


FIG. 17. — Principe de la stabilisation individuelle d'un klystron par transmission dans un système sensible à la fréquence.

appliquée à deux cristaux C_1 et C_2 , séparés par une longueur L de guide rectangulaire ; le premier cristal est situé près du klystron, l'autre est modulé par une tension à fréquence f , $U_0 \cos \omega t$.

Une première conversion dans C_2 donne les tensions :

$$\frac{U_0}{p} \cos [(\Omega - \omega)t - \varphi_0] \quad \text{et} \quad \frac{U_0}{p} \cos [(\Omega + \omega)t - \varphi_0],$$

p étant la perte de conversion, et φ_0 la phase de l'onde Ω due au trajet de longueur L . Le cristal C_2 étant adapté pour F , seules les deux bandes latérales $(\Omega + \omega)$ et $(\Omega - \omega)$ sont réfléchies vers le klystron. C_1 reçoit donc les ondes

$$\frac{U_0}{p} \cos [(\Omega - \omega)t - 2\varphi_0 - \Delta\varphi'_0] \quad \text{et} \quad \frac{U_0}{p} \cos [(\Omega + \omega)t - 2\varphi_0 + \Delta\varphi'_0]$$

$\Delta\varphi'_0$ résultant de ω . Par une nouvelle conversion avec Ω dans C_1 , nous obtenons les tensions :

$$\frac{U_0}{p^2} \cos [\omega t + \Delta\varphi'_0 + 2\varphi_0] \quad \text{et} \quad \frac{U_0}{p^2} \cos [\omega t + \Delta\varphi'_0 - 2\varphi_0],$$

dont la somme donne :

$$(6) \quad \frac{2U_0}{p^2} \cos 2\varphi_0 \cos (\omega t + \Delta\varphi'_0).$$

44. La tension à la fréquence f , obtenue finalement aux bornes de C_1 a une amplitude qui est une fonction sinusoïdale de la phase. Appliquée à un amplificateur de gain a , puis à un convertisseur commandé par une tension de même fréquence, et en phase avec la tension d'entrée, elle se transforme en une tension continue U dont la valeur est :

$$(7) \quad U = 2a(U_0/p^2) \cos 2\varphi_0,$$

tension qui est fonction de la fréquence F , et qui, appliquée au réflecteur du klystron, permet d'assurer la stabilisation.

Par réglage de la longueur L , on peut se placer en un point où $\cos 2\varphi_0 = 0$, pour opérer avec une tension moyenne faible, et pour que la pente de la fonction U soit maximum ; nous aurons donc autour de ce point de fonctionnement une valeur de la tension de correction :

$$(8) \quad \Delta U = 4a(U_0/p^2) \Delta\varphi_0.$$

45. Calcul de l'effet de stabilisation. On peut exprimer la variation de phase φ_0 en fonction d'une variation ΔF de la fréquence du klystron autour de la valeur F_0 correspondant au point de fonctionnement défini plus haut. Si λ_g et λ sont les longueurs d'onde dans le guide et dans l'air respectivement on a :

$$\varphi_0 = 2\pi L/\lambda_g \quad \text{et} \quad \Delta\varphi_0 = -2\pi L \Delta\lambda_g/\lambda_g^2$$

avec $\lambda_g = \lambda/\sqrt{1 - \lambda^2/\lambda_c^2}$, λ_c étant la longueur d'onde de coupure. En dérivant λ_g par rapport à λ , et en remplaçant dans l'expression de $\Delta\varphi_0$, on trouve :

$$(9) \quad \Delta\varphi_0 = -\frac{2\pi L}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{2\pi L}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \cdot \frac{\Delta F}{F}.$$

La tension de correction est finalement exprimée par :

$$(10) \quad \Delta U = A \Delta F,$$

avec :

$$(11) \quad A = 8a\pi \frac{U_0}{p^2} \frac{L}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \cdot \frac{1}{F}.$$

Avec une longueur de guide relativement peu importante, on peut obtenir des taux de stabilisation acceptables. Par exemple, avec :

$$L = 3,2 \text{ m}, \quad \lambda = 3,2 \text{ cm}, \quad \lambda_c = 4,8 \text{ cm},$$

$$F = 9.10^9, \quad U_0 = 0.2 \text{ V}, \quad a = 5.10^4, \quad p^2 = 10;$$

le calcul donne : $A = 400.10^{-6}$ volts/hertz.

Par ailleurs, soit F_1 la fréquence du klystron libre, F_0 une fréquence de référence, F_s la fréquence du klystron stabilisé, A l'amplification de la chaîne de stabilisation définie par (11), et B le coefficient de commande du klystron. La stabilisation peut être représentée par la relation :

$$F_s = F_1 - AB [F_s - F_0],$$

d'où

$$(12) \quad F_s = F_0 + \frac{F_1 - F_0}{1 + AB}$$

Le taux de stabilisation pour un klystron 2 K 25 aurait donc une valeur de 800.

Limitations de la stabilité.

46. Pour déterminer les caractéristiques des montages à employer, il faut examiner les facteurs qui sont susceptibles de limiter la stabilité de la fréquence. Les tensions qui, dans ce système, seront appliquées au réflecteur, peuvent se répartir en deux groupes : 1) tensions de corrections correspondant à une variation de la fréquence F du klystron ; 2) tensions de bruit n'ayant pas de rapport avec la cause précédente, et produisant des fluctuations de fréquence indésirables.

Les secondes sont à réduire au minimum ; elles proviennent principalement de quatre causes : a) fluctuations propres de $\Delta\varphi_0$, provenant des variations de dimensions du guide ; b) bruit de l'amplificateur de stabilisation f , et variation de son amplification ; c) fluctuations de la tension auxiliaire U_0 appliquée à C_2 ; d) dérives de la fréquence auxiliaire f .

Nous ne traiterons pas pour le moment des fluctuations (a) : leur importance est considérable, mais nous n'avons d'action sur elles que par des procédés mécaniques. Ce qu'il est essentiel d'obtenir, c'est que les fluctuations (b), (c), (d) soient d'un ordre de grandeur nettement inférieur aux fluctuations (a). On se fixera comme limite que les fluctuations de fréquences dues aux trois dernières causes ne soient pas supérieures à 1 hertz dans la bande de notre signal.

47. Tension de bruit de l'amplificateur. Une tension de bruit produirait sur le réflecteur une tension, d'où une variation de fréquence ΔF_b ; mais la stabilisation corrige ces fluctuations qui se réduisent à

$$\Delta F_s = \Delta F_b / (1 + AB).$$

Pour avoir une fluctuation résiduelle de 1 hertz, avec un taux de 500, il faut que $\Delta F_b \leq 500$ hertz.

Par ailleurs la puissance de bruit vaut : $W_b = KT\Delta f$; pour $\Delta f = 1$ (bande passante de l'amplificateur 0,5 hertz), $K = 1,4 \cdot 10^{-23}$, $T = 300$, et une résistance de 300 ohms pour le cristal, on a une tension quadratique moyenne de bruit de :

$$\bar{U}^2 = 1,25 \cdot 10^{-18}, \quad \text{soit } U = 1,1 \cdot 10^{-9}.$$

Après une amplification de 50 000, nous aurons sur le réflecteur une cinquantaine de microvolts, soit $\Delta F_b = 100$ hertz, ce qui est inférieur à la limite fixée ci-dessus.

48. Variations d'amplification. Nous grouperons sous cette rubrique les facteurs d'ordre électronique qui peuvent influencer le terme A défini

par (11), c'est-à-dire les termes a et U_0 . Soit F_0 la fréquence qui donne sur le réflecteur une tension de correction nulle ; il est évidemment impossible de se maintenir rigoureusement à cette fréquence, et il faut compter sur une tension moyenne U_m non nulle (de l'ordre de quelques volts, par exemple) à la sortie de l'amplificateur-convertisseur. Soit ΔF_1 l'écart de F par rapport à F_0 correspondant à cette tension ; on a $U_m = A \cdot \Delta F_1$. Dans ces conditions, une variation dA dans l'amplification entraîne à la sortie une variation de tension $dU_m = dA \cdot \Delta F_1$. D'autre part, si ΔF , est la fluctuation résiduelle que nous admettons, elle correspond à une tension de sortie $A \cdot \Delta F_s$. Il faut donc avoir :

$$dA \cdot \Delta F_1 < A \cdot \Delta F_s, \quad \text{ou encore : } dA/A < \Delta F_s/\Delta F_1.$$

Or nous pouvons compter que la fréquence stabilisée ne s'écartera pas de plus de 10 kHz de F_0 , ce qui donne U_m de l'ordre de 4 volts ; dans ces conditions, pour une fluctuation résiduelle de 1 hertz, on devra avoir : $dA/A < 10^{-4}$. Ceci donne pour a et U_0 les conditions suivantes :

$$(13) \quad da/a < 10^{-4} \quad \text{et} \quad dU_0/U_0 < 10^{-4}.$$

Ce qui justifie la nécessité de prévoir : a) une contre-réaction dans l'amplificateur à fréquence f ; b) une tension légèrement écrêtée à la sortie de l'oscillateur à fréquence auxiliaire f .

49. Fluctuations de la fréquence auxiliaire f .

Une variation de la fréquence f aura plusieurs effets :

a) sur l'amplification a , du fait de la sélectivité de l'amplificateur ; il faut qu'une variation de a causée par une variation de f autour de l'accord satisfasse à la condition (13) ; d'où une raison de plus pour adapter un amplificateur à contre-réaction ;

b) sur le déphasage $\Delta\varphi'_0$ produit par la présence de f dans les bandes latérales $F \pm f$ qui reviennent vers C_1 ; ce terme $\Delta\varphi'_0$ apparaît dans la relation (6), il n'affecte pas l'amplitude de la tension à l'entrée de l'amplificateur de stabilisation, mais seulement la phase de cette tension par rapport à la tension de commande, à fréquence f du convertisseur ; le terme $\Delta\varphi'_0$ affecte donc le rendement de ce dernier appareil, qui varie sensiblement comme $\cos \varphi$, φ étant la phase entre la tension de sortie de l'amplificateur et la tension de commande (on s'arrange bien entendu pour que $\varphi = 0$) ; or on a $\Delta\varphi'_0 = q \cdot f$, d'après (9), q étant un facteur qui, d'après nos données, vaut environ 10^{-7} ; comme $f = 50$ hertz environ, on a $\Delta\varphi_0 = 5 \cdot 10^{-3}$ valeur qui est insuffisante pour affecter le rendement du convertisseur ;

c) une variation de la fréquence f aura enfin pour effet de produire un déphasage dans l'amplificateur f , ce qui affectera directement le rendement du convertisseur, comme il vient d'être dit. Ce déphasage étant faible, le rendement sera affecté du terme $1 - \varphi_0'^2/2$ (ce qui suppose que la phase initiale dans le convertisseur a été convenablement réglée) ; si une variation de f produit dans l'amplificateur une variation de phase $\Delta\varphi'_0$, le rendement

subira une variation $\varphi'_0 \Delta \varphi'_0$ qui, si $\varphi'_0 < 10^{-1}$ et si l'amplificateur est à contre-réaction, restera très faible vis-à-vis de 1.

Il apparaît donc que, mises à part les fluctuations provenant du guide d'ondes, le système de stabilisation, s'il remplit les conditions ci-dessus qui ne sont pas difficiles à réaliser, est capable, pour une stabilisation à une période près, de fournir des tensions de corrections supérieures à ses fluctuations propres.

fréquences f_1 et f_2 de ces oscillateurs doivent être assez différentes pour que leur différence, que l'on trouve à un niveau assez élevé dans les battements, soit située hors de la bande d'un discriminateur moyenne fréquence et, en outre, soit facile à atténuer dans un filtre placé dans le circuit du réflecteur. Nous adopterons $f_1 - f_2$ égal à environ 20 kHz.

Finalement, dans le choix exact de f_1 et de f_2 , nous tiendrons compte du fait que les harmoniques

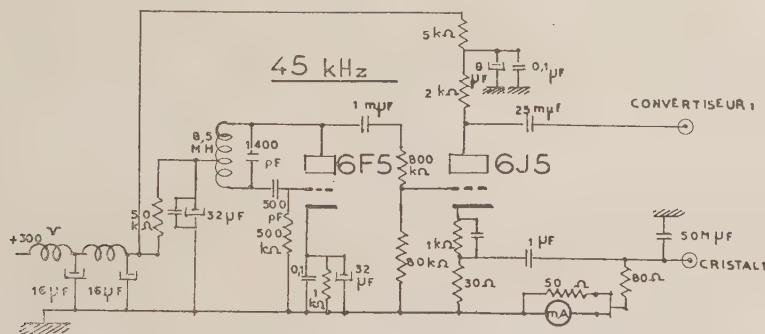


FIG. 18. — Oscillateur à fréquence auxiliaire 45 Hz.

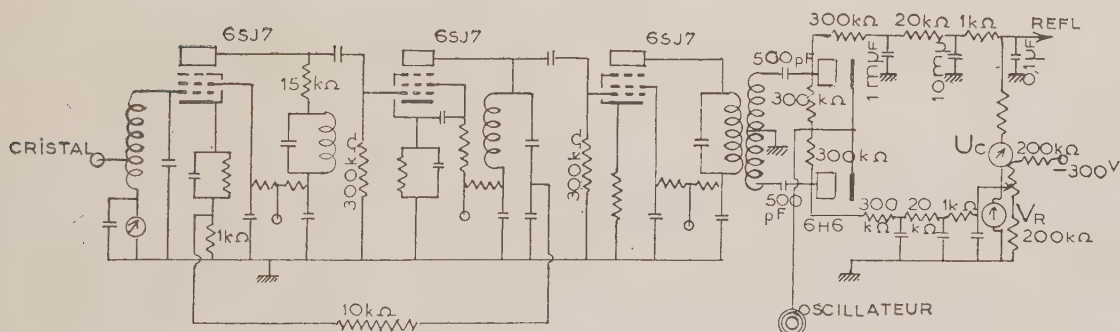


FIG. 19. — Amplificateur-convertisseur de stabilisation.

Description de l'appareillage.

50. Choix de la fréquence auxiliaire. Un grand soin doit être apporté dans ce choix : pour des considérations de bruit (particulièrement dans le cristal convertisseur), la fréquence f doit être située hors des fréquences acoustiques. Il ne faut pas oublier par ailleurs, qu'un important résidu de tension à la fréquence f subsistera à la sortie du convertisseur, et qu'il faudra éliminer ce résidu avant le réflecteur, sans atténuer les tensions de correction dans les plus basses fréquences. Ces diverses conditions imposent de prendre f au moins égale à 20 kHz ; cette condition est d'autant plus nécessaire que, dans le battement entre les klystrons, nous trouverons des fréquences $F_1 - F_2 \pm f$, que nous devons maintenir en dehors de la bande de l'amplificateur. Par ailleurs, f ne doit pas être trop élevé pour que le déphasage $\Delta\varphi'_0$ de la relation (6) reste faible. Nous avons adopté $f = 50$ kHz.

51. Pour éviter tout couplage entre les deux chaînes de stabilisation des klystrons, il a fallu utiliser un oscillateur auxiliaire par chaîne. Les

de ces fréquences doivent être écartés de moyenne la fréquence choisie (480 kHz). On a donc pris $f_1 = 45,5$ kHz, et $f_2 = 63,5$ kHz.

52. Oscillateurs à fréquence auxiliaire. Le schéma d'un de ces oscillateurs est donné sur la figure 18 il est d'un type classique, entre la triode oscillatrice et la charge se trouve une lampe « tampon », fonctionnant avec une légère saturation, et qui fournit sur sa plaque et sur sa cathode les deux tensions suivantes : a) une quarantaine de volts efficaces pour commander le convertisseur de stabilisation ; b) une tension d'une fraction de volts, sous une impédance inférieure à 100 ohms, pour moduler les cristaux C_2 ; on a pris cette tension égale à 0,1 V eff. ce qui correspond à une puissance de 0,3 mW sur le cristal, lequel reçoit une puissance HF de 3 mW environ.

Les résultats obtenus avec cet oscillateur sont les suivants au point de vue stabilité : *a*) stabilité d'amplitude : la tension de sortie, détectée dans une diode (50 V continus), fluctuait d'environ 10^{-5} en valeur relative, ce qui satisfait bien la condition 13 ; *b*) fluctuations de fréquence : la fréquence f appliquée à un discriminateur de pente connue, fluctuait d'une valeur inférieure à 1 hertz dans la bande 0,5 hertz ; en outre, les dérives lentes étaient certainement inférieures à 100 hertz.

53. Amplificateurs de stabilisation. Il est essentiel de prendre des amplificateurs sélectifs, pour réduire le bruit, et pour empêcher des fréquences parasites telles que $f_1 - f_2$ de donner des tensions indésirables à la sortie. Trois conditions supplémentaires aident à préciser les caractéristiques de ces appareils : a) la fréquence f_1 doit être affaiblie d'environ 10 sur la chaîne f_2 et réciproquement ; b) les variations d'amplification doivent être inférieures à 10^{-4} (condition 13), lorsque la variation relative de fréquence est de 10^{-4} ; c) les variations de la phase avec la fréquence doivent être négligeables. La première condition impose des circuits accordés, les deux autres, un certain taux de contre-réaction.

Le schéma de ces amplificateurs est donné sur la figure 19. On a cherché à réaliser les conditions ci-dessus dans les deux premiers étages, en mettant des circuits accordés dans les plaques des lampes, et un transformateur accordé à l'entrée, et en ramenant une fraction β de la tension de sortie du deuxième étage sur la cathode de la lampe d'entrée.

Un calcul simple montre que les conditions (a) et (b) sont remplies en prenant pour surtensions des circuits les valeurs 30 et 60, et un taux de contre-réaction $A_0\beta$ de 60 (A_0 étant l'amplification à l'accord sans

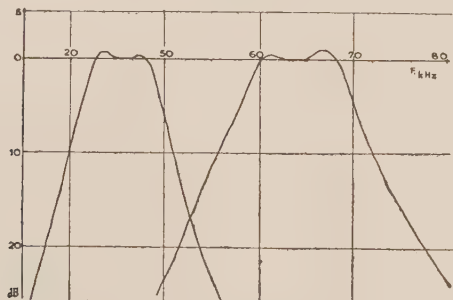


FIG. 20. — Courbes de réponse des amplificateurs de stabilisation (tension mesurée sur le primaire du transformateur de sortie).

contre-réaction). L'examen des courbes de réponse (fig. 20) montre d'ailleurs que la fréquence f_2 est atténuée de plus de 30 dB sur l'amplificateur f_1 , et réciproquement, et que dans une bande de près de 2 kHz autour de l'accord, l'amplification varie de moins de 0,1 dB.

54. Convertisseur de stabilisation et commande du réflecteur. Le rôle du convertisseur est de fournir, à partir de la tension à fréquence f venant du cristal, une tension continue nécessaire à la commande du réflecteur ; il nous faut obtenir une tension U_c nulle au point de fonctionnement, et changeant de signe en même temps que la variation ΔF de la fréquence du klystron autour de ce point. On a réalisé ces conditions dans une double diode (fig. 19), dont les plaques sont connectées au transformateur de sortie de l'amplificateur ; la tension de commande de l'oscillateur est par ailleurs appliquée sur les diodes avec la même phase, alors que celle du signal est appliquée avec des phases opposées. La tension détectée totale aux bornes du convertisseur est donc de la forme $U_c = 2kU_s$, U_s étant la tension de correction sortant de l'amplificateur, et k un coefficient de rendement dépendant des diodes et des impédances placées dans le circuit de celles-ci ; la tension U_c est indépendante de la tension de commande, pourvu que celle-ci reste toujours largement supérieure à U_s . La tension U_s , d'après (8), changeant de phase de 180° de part et d'autre du point de fonctionnement, la tension U_c change parallèlement de signe, et on réalise ainsi la stabilisation.

Le circuit de commande du réflecteur est branché aux bornes du convertisseur. Pour superposer la tension U_c

à la tension continue du réflecteur, tout en gardant la symétrie du convertisseur pour la fréquence f , il a fallu réunir le côté « masse » du convertisseur au potentiomètre de tension du réflecteur par une résistance d'une valeur analogue à celles des résistances de la diode.

Le filtre du circuit réflecteur est du type RC ; on a disposé trois cellules, dont les deux premières n'apportent pas de déphasage sensible aux basses fréquences, mais servent à donner à l'ensemble du filtre une atténuation supérieure à 10^6 pour les tensions à la fréquence auxiliaire f qui subsistent à la sortie du convertisseur.

Résultats obtenus.

55. Taux de stabilisation. Nous pouvons maintenant préciser la valeur des éléments qui avait été prévue au § 45. Les amplificateurs de stabilisation ont une amplification globale (tension continue U_c divisée par tension efficace à l'entrée) : $a = 32\,000$ et la tension de modulation U_0 était de 0,08 V eff. D'autre part, il est possible d'évaluer la perte de conversion p^2 dans les cristaux, en mesurant hors stabilisation, la tension à l'entrée de l'amplificateur donnée par (6), et en se plaçant dans la zone assez large où $\cos 2\varphi_0$ est voisin de 1. La mesure a donné $p^2 = 5$ environ, soit 7 dB par cristal.

En introduisant ces nouvelles valeurs dans la relation (14), toutes choses restant identiques par ailleurs, on trouve pour A une valeur de $200 \cdot 10^{-6}$, ce qui donne un taux AB de 440.

56. Mesure du taux de stabilisation. La stabilisation s'effectue aisément : l'oscillateur étant en fonction, on amène le klystron à une fréquence voisine de celle qui donne $\cos 2\varphi_0 = 0$; il suffit alors de brancher la haute tension sur les lampes de l'amplificateur de stabilisation, et le klystron se cale sur une position de stabilisation ; la tension U_c qui apparaît aux bornes du convertisseur est alors ramenée à zéro en agissant sur le potentiomètre de tension réflecteur. Sauf pendant la période de réchauffage du klystron, cette tension U_c ne varie pas sensiblement.

On mesure le taux de stabilisation de la façon suivante : aux bornes d'une forte capacité ($8\,\mu\text{F}$) connectée entre le potentiomètre du réflecteur et la masse, on applique une tension sinusoïdale à 0,5 Hz, puis on mesure la tension à cette dernière fréquence qui apparaît sur le réflecteur, soit en stabilisation, soit hors stabilisation. Il est évident que pour obtenir la même tension dans le second cas que dans le premier, il faut atténuer la tension injectée par un certain facteur, et que la valeur de ce dernier donne le taux de stabilisation. On a trouvé par cette méthode des taux compris entre 400 et 500, ce qui donne une excellente confirmation à la théorie exposée plus haut.

57. Bruit de l'amplificateur de stabilisation. Le bruit était mesuré à la borne de sortie « réflecteur » du convertisseur, ce dernier étant alimenté par sa tension de commande à fréquence f . On a trouvé :

qu'avec l'amplificateur fermé à l'entrée sur une résistance de 300 ohms, sans signal, le bruit était de 100 microvolts ;

qu'avec l'amplificateur alimenté par un signal à fréquence f donnant une tension $U_c = 6\text{V}$ sur le convertisseur, le bruit était au plus de 200 microvolts. Or, avec la valeur de A calculée plus haut, un

fluctuation de 1 hertz du klystron doit donner une tension de correction de 200 microvolts. Nous sommes donc bien dans les limites que nous avons définies au § 46.

Examen des battements de deux klystrons stabilisés.

58. Montage employé. Il est décrit sur la figure 21, et est, au point de vue hyperfréquences, entièrement symétrique. Les klystrons K_1 et K_2 ont été couplés à leur guide de façon à donner des

59. Amplificateur discriminateur moyenne fréquence. Cet appareil, dont le schéma est donné sur la figure 22, est branché sur le cristal récepteur C_{11} , en parallèle sur l'amplificateur de stabilisation, par l'intermédiaire d'un filtre approprié. Cet amplificateur, centré sur 480 kHz, ne diffère de celui de la figure 4 que par les points suivants :

a) bande plus étroite, obtenue au moyen de circuits couplés, les fréquences de ceux-ci étant légèrement échelonnées pour obtenir sur le dernier étage une bande de réponse plate de 8 kHz de largeur. La courbe de réponse (fig. 23 a) montre que les bandes parasites $F_1 - F_2 \pm (f_2 - f_1)$ sont atténuées de plus de 30 dB si $f_2 - f_1 = 18$ kHz ;

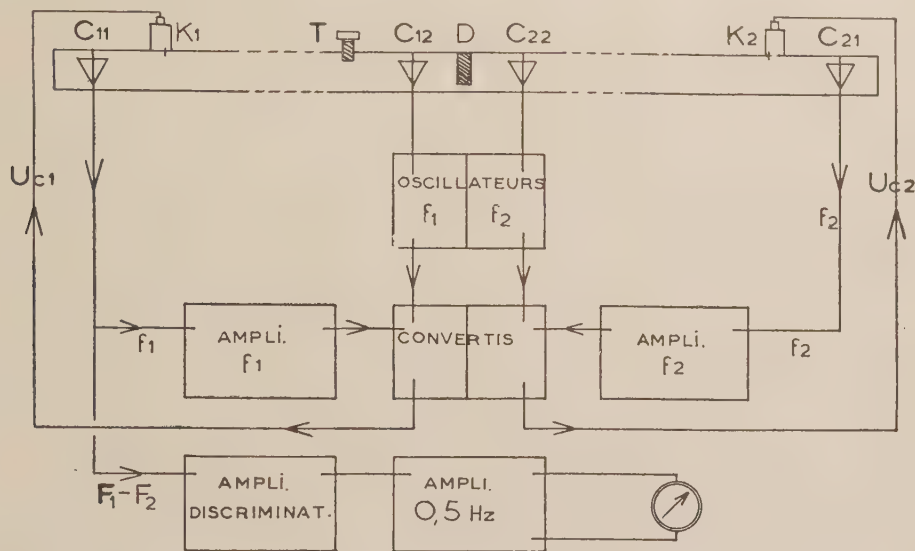


FIG. 21. — Montage de mesure des fluctuations de la fréquence de battements de deux klystrons stabilisés individuellement.

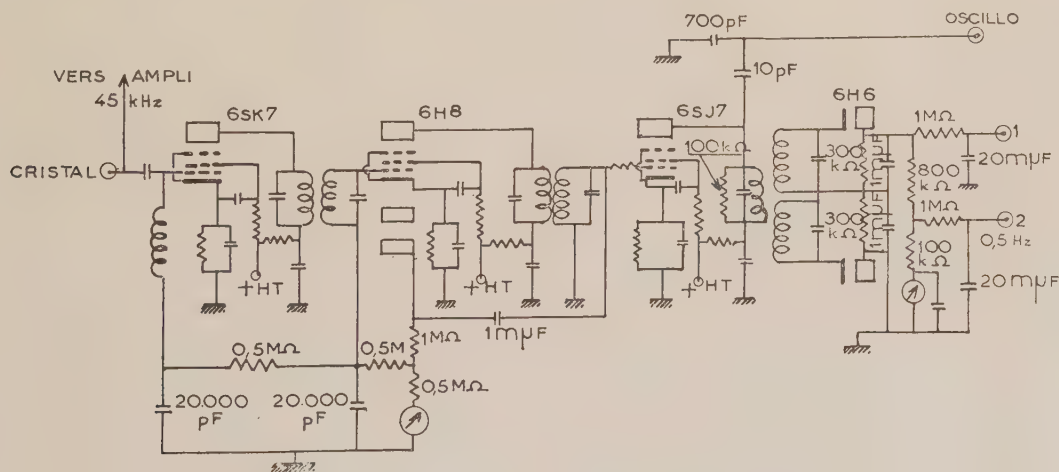


FIG. 22. — Amplificateur moyenne fréquence 480 kHz.

courants cristaux de 1,5 mA environ ; dans chaque guide, chaque cristal est adapté pour l'onde venant de l'autre cristal (T. O. S. mesuré : inférieur à 1,1). Les deux guides sont séparés l'un de l'autre par un diaphragme D constitué par une flasque pleine percée d'une fente de 0,1 mm dans le sens de la plus grande dimension du guide. Cette fente permet le passage de la fréquence F d'un guide à l'autre, tout en réalisant une atténuation de 40 dB environ, afin d'éviter tout couplage entre les chaînes de stabilisation. Cette disposition a permis d'obtenir à l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence un niveau suffisant pour obtenir la saturation.

b) le gain supérieur obtenu par l'accroissement de la sélectivité a permis de n'utiliser que trois étages ;

c) on a appliqué une tension de commande automatique de volume (A. V. C.) sur les grilles des deux premières lampes ; la constante de temps de ce dispositif a été choisie assez faible pour que les fluctuations d'amplitude dans la bande 0,5 Hz soient corrigées. Un microampèremètre, placé dans la diode d'A. V. C., permet de mesurer le niveau de la tension $F_1 - F_2$ avant saturation ;

d) le discriminateur est ici constitué par trois circuits couplés, suivant un montage classique : le primaire accordé sur la fréquence centrale et deux secondaires dont les accords sont décalés par rapport à cette

dernière, de part et d'autre. La réponse du discriminateur est donnée sur la figure 23 b.

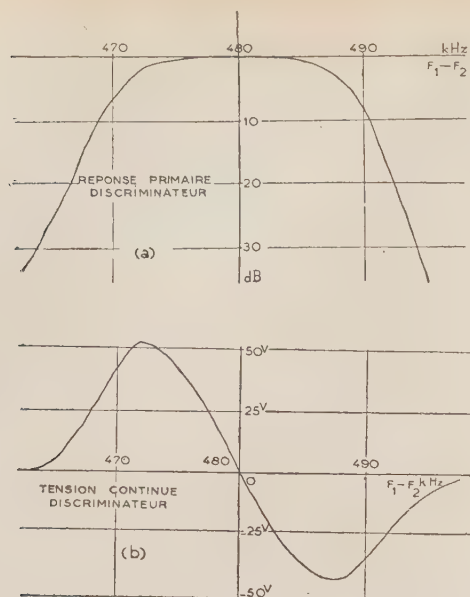


FIG. 23 — Courbes de réponse : a) de l'amplificateur 480 kHz ; b) du discriminateur moyenne fréquence.

60. Stabilité des battements obtenus. Pour obtenir le battement à 480 kHz entre les klystrons stabilisés, il faut d'abord ajuster la longueur de l'un des guides par rapport à l'autre ; puis, pour parfaire le réglage, on enfonce dans le guide une petite tige de plexiglass T (on a environ 1 MHz de variation de fréquence pour 1 mm d'enfoncement). Pour finir, on centre la fréquence $F_1 - F_2$ sur le discriminateur en agissant sur une des tensions du réflecteur. On obtient sur l'oscilloscope une onde sinusoïdale pure et stable.

Comme on pouvait le prévoir, on ne se borne pas à trouver dans la combinaison des fréquences F_1 et F_2 les seules bandes principales, $F_1 - F_2$ et son image. En maintenant un des klystrons stabilisé, et en balayant la fréquence de l'autre, on observe sur l'oscilloscope, de part et d'autre de chaque bande principale, les bandes $(f_1 - f_2)$, f_1 , f_2 , $2f_1$ et $2f_2$, avec un niveau égal à la moitié de celui du battement principal ; on trouve aussi, à des niveaux plus faibles, les harmoniques de toutes ces fréquences. On voit bien l'intérêt d'avoir une bande étroite pour l'amplificateur moyenne fréquence. Pour déterminer le battement principal, on s'est guidé, dans la pratique, sur les indications de la diode d'A. V. C.

A l'inverse de l'expérience du précédent chapitre, les fréquences F_1 et F_2 stabilisées sont indépendantes l'une de l'autre, et seulement fixées par les caractéristiques des guides d'ondes ; ces caractéristiques varient dans le temps, en particulier avec la température. On observe ainsi des dérives de la fréquence de battements. Mise à part la période de réchauffage, on a trouvé, pour des guides enveloppés d'une matière isolante et dans un laboratoire fermé, des dérives de sens variable et atteignant en moyenne 5 kHz pour une demi-heure de fonctionnement. La dérive est extrêmement sensible aux variations de température (ouverture d'une porte,

déplacement des opérateurs autour du dispositif) ; par contre, nous avons vérifié que des variations de température s'exerçant sur la cavité propre du klystron n'avaient pas d'influence mesurable.

61. Fluctuations à 0,5 Hz de la fréquence de battements. L'amplificateur 0,5 Hz construit pour cette expérience est d'un montage analogue à celui qui a été décrit au chapitre II, sauf qu'il comporte quatre étages et que son gain est de 2 000 à 0,5 Hz (500 à 0,25 et 300 à 1 Hz). Cet appareil est branché à la sortie du discriminateur moyenne fréquence, et on lit le bruit sur le voltmètre de sortie, comme précédemment.

On a observé, contrairement à ce qu'on attendait, que les fluctuations de la fréquence de battements étaient suffisantes pour donner la saturation dans l'amplificateur 0,5 Hz ; on a donc ramené de 8 V à 1 V par kHz la pente du discriminateur, par un point de résistances (sortie 2, fig. 22). Dans ces conditions, à la sortie de l'amplificateur 0,5 Hz, on a observé, entre crêtes, un bruit compris entre 60 et 300 V, ce qui correspond en moyenne à des fluctuations de $F_1 - F_2$ d'une valeur de 100 Hz.

62. Conclusion. Les résultats obtenus avec ce type de stabilisation sont, à première vue, décevants. En comparant avec les résultats obtenus en stabilisation relative (§ 35), on voit que l'amélioration est faible ; en effet, si le signal est ici doublé, du fait de l'absence de stabilisation relative, le bruit, par contre, est légèrement supérieur.

A quelles causes faut-il attribuer ces importantes fluctuations de la fréquence stabilisée ? Certainement pas au bruit des tensions d'alimentation puisque celles-ci, qui sont de 0,1 mV, donnent sur chaque klystron stabilisé avec un taux de 500, des fluctuations inférieures à la période. Par ailleurs, nous avons vu que le bruit des amplificateurs de stabilisation était aussi de 0,1 mV et était corrigé par la stabilisation.

Les seules fluctuations qui ne puissent être corrigées sont celles des guides qui servent de référence ; pour celles-ci, deux cas principales sont à retenir : les fluctuations de température, et les efforts mécaniques et vibrations faisant varier les dimensions des guides. L'observation montre en effet que l'influence de ces deux causes est considérable : si on remarque que le fait de toucher légèrement le guide avec le doigt, ou de souffler sur lui, ou encore de marcher dans la salle, provoque des déviations de fréquence de plusieurs kHz, comment s'étonner des quelques dizaines de périodes de fluctuations résiduelles dans la bande du signal ?

S'il est possible d'isoler les guides de l'extérieur au point de vue thermique, on peut difficilement les séparer de cette source de chaleur qu'est le klystron, car la fixation de l'ensemble doit être rigide et sans fuites. Mais l'effet des vibrations doit pouvoir être amenuisé dans une certaine proportion : en effet, les guides rectangulaires standard que nous avons

employés ne conviennent pas à ce genre d'expérience, car ils sont trop flexibles. Il nous a paru que là était la raison véritable des performances médiocres de ce système ; aussi avons-nous remplacé ces guides par des guides circulaires formant cavités résonnantes, comme on va le voir au chapitre suivant.

CHAPITRE IV

STABILISATION PAR TRANSMISSION DANS UNE CAVITÉ

Principe de la méthode.

63. Représentation graphique de la résonance.

Ce procédé ne diffère pas sensiblement, dans son principe, de celui qui a été exposé au précédent chapitre ; mais le dispositif de référence est ici constitué par un guide circulaire formant cavité résonnante. Le schéma du montage reste donc celui de la figure 17, le dispositif de référence étant donné sur la figure 24 (a). On voit que le guide circulaire est séparé des guides rectangulaires qui

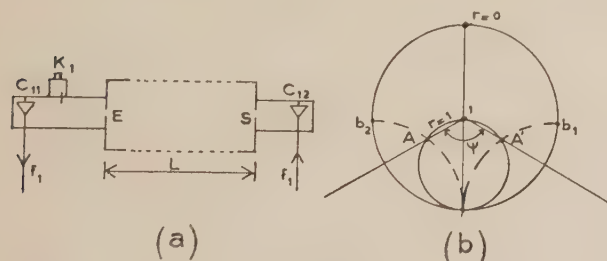


FIG. 24. — Principe de la stabilisation par cavité : a) montage hyperfréquences ; b) représentation du fonctionnement sur un diagramme de SMITH.

le prolongent, et qui supportent les cristaux, par deux iris E et S , de façon à obtenir un effet de résonance.

Supposons la cavité sans pertes, et les iris E et S assimilables à des susceptances pures b_1 et b_2 . Si le cristal d'extrémité C_{12} est adapté, l'admittance en S , vue de la cavité est égale à $1 + jb_2$, et peut être figurée sur le diagramme de SMITH de la figure 24 (b) par le point A . On peut s'arranger pour que la longueur électrique de la cavité soit telle que l'admittance en S , transportée en E , soit figurée sur le diagramme, soit par le point A lui-même, soit par son symétrique A' par rapport à l'axe réel. Il suffira de placer en E un iris de susceptance b_1 égale à $-b_2$ dans le premier cas, ou à b_2 dans le second, pour que le point figuratif de l'admittance d'entrée de la cavité soit au centre du diagramme ; tout se passera donc comme si, à la fréquence de résonance définie plus haut, la cavité était remplacée par un guide rectangulaire normal : on dit alors qu'il y a transparence.

64. Influence des pertes. Dans la pratique, il faut tenir compte des pertes dans la cavité et dans les iris ; à la résonance, on peut donner pour l'ensemble des guides et de la cavité le schéma équivalent de la

figure 25, où les iris sont assimilés à des transformateurs d'impédances de rapports n et n' , ces nombres étant d'autant plus élevés que les ouvertures des iris sont plus faibles ; R_0 représente les pertes dans la cavité. Il y aurait transparence complète et symétrie (c'est-à-dire $Z_{AB} = Z_0$) si, avec $n = n'$, on avait $n^2 Z_0 \ll R_0$. Mais ceci supposerait des pertes très faibles dans la cavité, ce qui dans notre cas était difficile à réaliser. On ne peut en

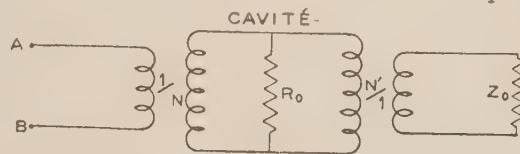


FIG. 25. — Schéma équivalent de la cavité et des iris à la résonance.

fait obtenir un transfert suffisant d'énergie à travers la cavité qu'en prenant n et n' assez petits, c'est-à-dire en couplant la cavité aux guides par des ouvertures suffisantes ; la diminution de surtension qui en résulte ne nous empêchera pas d'avoir une stabilisation suffisante. Quant aux pertes dans les iris, elles font que le point A du diagramme ne se trouve plus sur le cercle $r = 1$, d'où la nécessité de prendre deux iris de susceptances différentes ; pour rétablir la symétrie, il est nécessaire d'ajuster l'ouverture d'un des iris par rapport à celle de l'autre, de façon à obtenir dans les cristaux C_{11} et C_{12} des courants analogues à la résonance.

65. Calcul de la tension de stabilisation.

Il peut s'effectuer de façon analogue à celle du § 43 ; mais la tension à l'entrée de l'amplificateur de stabilisation peut maintenant s'écrire :

$$U = (2U_0/p^2) \cos(2\varphi_r + 2\varphi_c) \cos(\omega t + \Delta\varphi'_0),$$

φ_r étant le déphasage dans les guides rectangulaires et φ_c celui qui est dû à la cavité. A la résonance, on a comme pour un circuit accordé $\varphi_c = 0$ et on peut alors régler la longueur des guides rectangulaires pour que $\cos \varphi_r = 0$; si on suppose la longueur de ces derniers guides assez faible, pour que la variation de φ_r en fonction de F soit négligeable devant celle de φ_c , on trouve à la sortie du convertisseur de stabilisation une tension de commande $\Delta U = (4aU_0/p^2)\Delta\varphi_c$.

Or la cavité se comporte comme un circuit résonnant de surtension Q dont la phase autour de la résonance varie comme :

$$\Delta\varphi_c = 2Q\Delta F/F.$$

On a donc :

$$(14) \quad \Delta U = 8aU_0 Q \Delta F/p^2 F = A \cdot \Delta F.$$

Si nous prenons une surtension de 5 000, ce qui est peu, nous aurons, avec les données du § 45 : $A = 4\,500 \cdot 10^{-6}$, valeur dix fois plus forte que celle obtenue avec 3 m de guide rectangulaire.

Description du montage hyperfréquences.

66. Cavités. Nous avons pris des cavités assez longues (2 m de longueur) dans le but de réaliser un montage pouvant éventuellement servir à une expérience de rotation. Les guides circulaires avaient un diamètre intérieur de 5,26 cm ; la surface intérieure, en cuivre, bien que lisse, n'avait subi aucun polissage particulier.

Il faut noter qu'un diamètre de cette importance permet la propagation de plusieurs modes dont les principaux sont les modes TE_{11} , TM_{11} , TE_{01} et TM_{01} . On a cherché à utiliser le mode TE_{11} (longueur d'onde de coupure 9 cm, longueur d'onde dans le guide 3,5 cm) parce qu'il était le plus facile à exciter dans notre montage. Dans ce but, la transition guide rectangulaire-guide circulaire a été réalisée comme l'indique la figure 26, qui représente en (a) une section droite de la transition, ainsi que les lignes de champ électrique du mode TE_{11} .

67. Iris. Malgré ce dispositif d'excitation favorable au mode choisi, nous avons observé des résonances correspondant à d'autres modes, en particulier au TM_{11} , dont nous avons retrouvé la longueur d'onde (4,9 cm) et qui peut être facilement excité par notre transition. Il faut éliminer autant que possible ces modes parasites, leur propagation entraînant une perte d'énergie. Cette élimination peut se faire par un choix judicieux de la forme des iris : il est apparu, en effet, à l'expérience qu'il

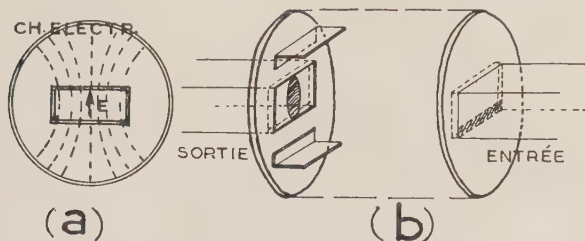


FIG. 26. — Transition guide rectangulaire-guide circulaire : a) coupe ; b) vue en perspective des iris.

fallait introduire une certaine dissymétrie entre les deux extrémités de la cavité. Après de nombreux essais, on a adopté les types d'iris de la figure 26 (b), qui ne donnent qu'une seule résonance notable, et fournissent la meilleure transparence pour la cavité : l'iris d'entrée est capacitif, l'iris de sortie selfique, leur épaisseur est de 1 mm ; on notera les deux petites tablettes soudées sur la flasque portant l'iris selfique, de façon à être normales au champ électrique du guide rectangulaire. Ce dispositif a été reconnu le plus efficace pour éliminer le mode TM_{11} .

68. La distance entre l'iris d'entrée et le klystron a été ajustée à $(2K + 1)\lambda_g/4$, pour qu'en dehors de la résonance, où cet iris se comporte comme un court-

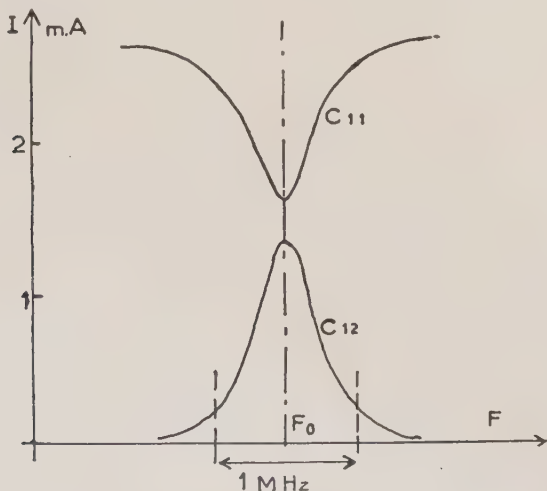


FIG. 27. — Courbes des courants cristaux autour de la résonance en fonction de la fréquence.

circuit, l'impédance ramenée sur le klystron soit élevée. Dans ces conditions, les courbes des courants des cristaux ont l'allure donnée sur la figure 27, en fonction

de la fréquence. Tandis que le courant d'extrémité présente une résonance classique, celui du cristal d'entrée présente une crevasse à la fréquence de résonance : à cette dernière fréquence, les courants sont identiques à ce qu'ils seraient en guides rectangulaires purs.

Bien qu'il n'y ait aucun atténuateur entre le klystron et la cavité, et que dans ces conditions celle-ci, comme le signale R. V. POUND [3], est susceptible de réagir sur l'oscillateur et de créer de l'instabilité autour de la résonance, nous n'avons observé aucune difficulté de ce genre, lorsque la distance du klystron à la cavité était ajustée comme il a été dit plus haut ; toutefois, notons qu'il a fallu ouvrir les iris un peu plus qu'il n'était nécessaire pour la transparence, afin d'éviter une dyssymétrie dans les courbes de réponse des cristaux, ce qui indiquait un entraînement du klystron par la cavité.

69. La surtension de la cavité en charge a été trouvée de l'ordre de 6 à 7 000, ce résultat étant déduit de la courbe de réponse du cristal d'extrémité (écart de fréquence entre points à courant moitié). Ce chiffre est vraisemblable, étant donné le peu de soin apporté dans la réalisation de la cavité. Enfin, le taux d'ondes stationnaires à l'entrée de la cavité était de 1,2 à la résonance.

70. Taux de stabilisation. La stabilisation s'effectue aussi aisément avec des cavités qu'avec des guides : on amène la fréquence du klystron à une valeur très voisine de la fréquence de résonance de la cavité, puis on alimente en haute tension l'amplificateur de stabilisation. Si le point de stabilisation trouvé n'est pas exactement au maximum de la courbe du courant du cristal d'extrémité, c'est que la phase dans les guides rectangulaires n'a pas la valeur convenable : on ajustera donc la longueur du tronçon de guide portant le cristal d'extrémité.

Tous les autres éléments étant les mêmes que dans le chapitre précédent, on a trouvé des taux de stabilisation très supérieurs. Il est inutile d'augmenter ce taux au delà de la valeur à la limite de laquelle les bruits sont corrigés. Pour se maintenir à une valeur de 500 environ, on a divisé par 10 le gain des amplificateurs de stabilisation. La mesure a donné des taux de 550 à 600 pour les deux klystrons, ce qui montre, comme nous l'avions prévu au § 65, que nous avons gagné au moins un facteur 10 par rapport aux guides rectangulaires de 3 m.

La relation (14), en prenant ici $a = 3\,200$ et $Q = 6\,000$ donne un taux AB de 600.

Fluctuations de la fréquence de battements.

71. Réglage de la fréquence de battements. Pour régler la différence de fréquence des klystrons stabilisés à une valeur voisine de 480 kHz ; il a fallu d'abord égaliser les longueurs des deux cavités (pour une cavité de 2 m, et pour le mode TE_{11} , la fréquence varie de 4 MHz pour une variation de longueur de 1 mm). Puis, pour le réglage fin, on a enfoncé une vis de 6 mm de diamètre, parallèlement au champ électrique, dans le guide circulaire. L'enfoncement de cette vis a permis de placer les battements dans la bande de l'amplificateur.

Le montage des circuits moyenne fréquence et basse fréquence est le même qu'au chapitre précédent.

72. Dérives lentes de la fréquence de battements.

On a constaté bien entendu la même sensibilité de la fréquence à la température que dans l'expérience précédente : cavités et guides ont été enveloppés dans du cordon d'amiante. Pour observer les dérives, nous avons utilisé un enregistreur branché aux bornes de sortie d'un amplificateur continu commandé par le discriminateur moyenne

signal à 0,5 Hz ; toutefois, pour plus de précautions, on a prévu des constantes de temps de quelques secondes dans l'amplificateur continu. La figure 28 a donné un enregistrement de la moyenne fréquence effectué avec ce dispositif : on y voit que pendant 1 h 40 mn qu'a duré l'expérience, la fréquence s'est maintenue constante à ± 100 Hz.

74. Fluctuations à très basse fréquence de $F_1 - F_2$. Dans les mêmes conditions qu'au § 61, on a mesuré la tension de bruit à la sortie de l'amplificateur 0,5 Hz, ce dernier étant connecté à la prise n° 2 du discriminateur (fig. 22). On a trouvé que ce bruit variait de 4 à 50 V entre crêtes, avec une moyenne de 10 à 20 V. On peut conclure qu'on a gagné un facteur de 10 sur le bruit par rapport au montage avec guides.

Là encore, on peut remarquer que ce bruit provient en grande partie des cavités : en effet, si on mesure les fluctuations de tension à 0,5 Hz sur les réflecteurs en stabilisation, on trouve une centaine de microvolts, ce qui est à peu près la limite inférieure de ce que nous pouvions mesurer : ce bruit est le même que celui qu'on mesure sur le réflecteur du klystron non stabilisé : par conséquent, le klystron ne reçoit pas de tensions de correction importantes de la part de la chaîne de stabilisation, ce qui prouve que s'il subsiste des fluctuations, elles ne sont pas corrigées par la stabilisation, et ainsi proviennent du système de référence lui-même. On constate d'ailleurs encore la sensibilité de la fréquence aux chocs et aux variations de température :

En résumé, le bruit moyen observé, avec un discriminateur de pente 1 mV/Hz correspond à des déviations de fréquence d'environ 10 Hz. Si ces dernières provenaient d'un résidu de fluctuations corrigées, elles devraient donner sur le réflecteur des tensions de l'ordre $A\Delta F_s = AB\Delta F_s/B$, soit ici 3 mV, chiffre infiniment plus fort que ce que nous mesurons. Les fluctuations provenant des cavités sont donc d'un ordre de grandeur supérieur à celui des fluctuations d'ordre électronique.

Recherche du signal minimum perceptible.

75. Enregistrements de diverses modulations de fréquence. On a utilisé l'amplificateur-filtre décrit sur la figure 13, en prenant $C_1 = 16\mu F$, et $C_2 = 8\mu F$; pour une tension continue appliquée à l'entrée, l'enregistreur met environ 50 minutes à atteindre sa déviation maximum ; la figure 29

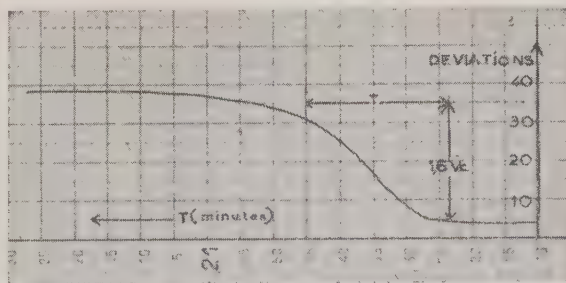


FIG. 29 — Réponse de l'amplificateur continu pour 1,6 V à l'entrée.

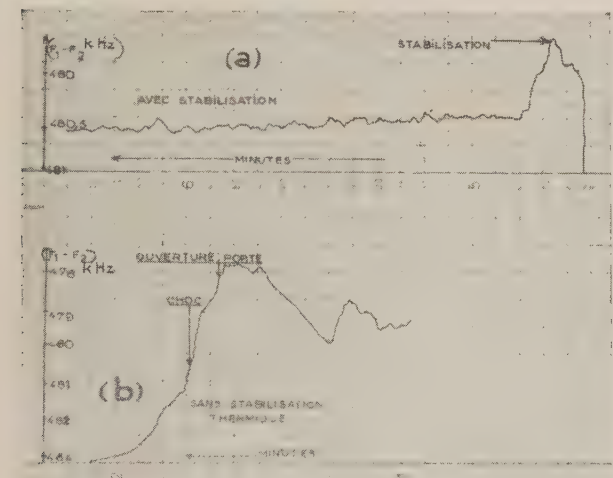


FIG. 28. — Enregistrement de la fréquence de battements : a) avec stabilisation thermique ; b) sans stabilisation thermique.

fréquence. La figure 28 montre des enregistrements de la moyenne fréquence au moyen de ce dispositif (l'enregistreur est gradué directement en fréquences). Sur la figure 28 b, on voit que la fréquence s'est maintenue pendant une heure entre 478 et 484 kHz, encore que certaines dérives aient été amorcées par des causes accidentelles. Bien qu'on puisse diminuer ces dérives moyennant certaines précautions, leur ordre de grandeur est tel qu'il exclut toute possibilité d'expérience de longue durée.

73. Stabilisation thermique des battements.

Pour rester dans les limites du discriminateur moyenne fréquence (± 2 kHz), il est nécessaire de corriger les dérives lentes de la fréquence de battements. On peut utiliser pour cela la sensibilité à la température de la fréquence de résonance des cavités.

Le dispositif de stabilisation « relative » qui a été adopté est simple : en contact avec la paroi extérieure de chaque cavité, on a disposé une petite ampoule de cadran (110 V, 6 W), parcourue par le courant plaque d'une lampe amplificatrice ; ces dernières lampes sont commandées par la tension du discriminateur $F_1 - F_2$, par l'intermédiaire d'un petit amplificateur continu. Lorsque la fréquence de battements s'écarte de la fréquence centrale du discriminateur F_0 , l'une ou l'autre des ampoules s'allume, suivant le signe de la tension du discriminateur, et la dilatation qui en résulte ramène la moyenne fréquence sur F_0 . L'effet de correction a l'avantage d'être continu et progressif ; un courant d'une dizaine de milliampères dans les ampoules suffit en moyenne à assurer la stabilisation.

A cause de l'inertie de l'effet thermique, il y a peu de craintes que ce type de stabilisation atténue un

montre l'effet d'une tension continue sur cet amplificateur : la déviation est de 24 graduations pour 1 V.

On a utilisé pour la conversion du signal en courant continu un relai à doubles contacts ; son étalonnage a donné, pour la phase optimum, et pour un signal 0,5 Hz d'amplitude V, crête à crête, une tension continue équivalente $U_c = 0,78 \text{ V}/\pi$.

On peut déterminer ainsi l'effet sur l'enregistreur d'une modulation fictive ΔF . Si p est la pente du discriminateur moyenne fréquence, et 2 000 le gain de l'amplificateur 0,5, on trouve que la déviation de l'enregistreur est égale à :

$$(15) \quad \delta = 10 p \Delta F.$$

Le bruit provenant des fluctuations de la moyenne fréquence est maintenant assez faible pour qu'on puisse étalonner directement la modulation $\Delta(F_1 - F_2)$ en fonction d'un signal à 0,5 Hz appliqué à un des réflecteurs. La tension injectée sur le réflecteur en stabi-

l'examen de ces enregistrements appelle les observations suivantes : a) les enregistrements des bandes a et b de la figure 30 (10 et 5 Hz), ont été effectués avec une constante de temps plus courte que les suivants : l'enregistrement à 5 Hz a été perturbé par un manque de précautions opératoires : comme la stabilisation thermique n'était pas encore en fonction, on recalait la fréquence par la tension réflecteur ; b) le signal est nettement visible sur la bande (c) de la figure (1 Hz), aussi bien lors de l'application de la modulation qu'à sa suppression. On a porté en pointillé la déviation attendue pour un signal continu équivalent ; les fluctuations résiduelles sont inférieures à la moitié de la déviation produite par le signal ; c) les résultats obtenus avec une modulation de 1/2 Hz sont moins nets ; en fait, il a fallu inverser la phase du signal pour mettre celui-ci en évidence. Les fluctuations de l'aiguille de part et d'autre de la

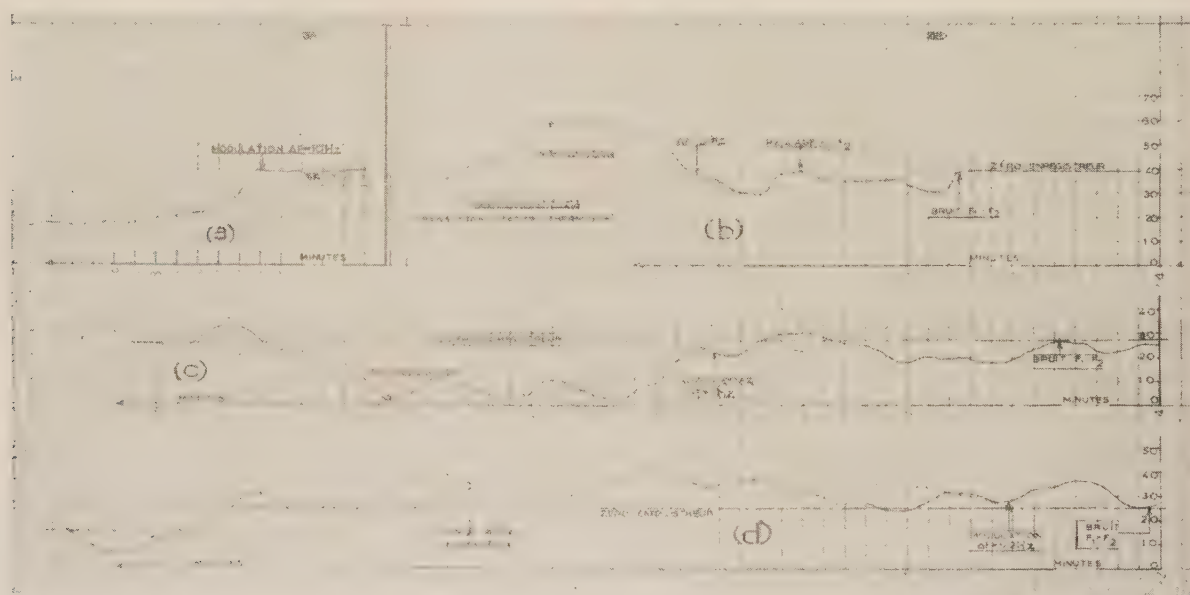


FIG. 30. — Enregistrements de diverses modulations de la fréquence des battements de deux klystrons stabilisés par cavité.

lisation était choisie suffisante pour donner sur le discriminateur MF une tension de modulation nettement supérieure au bruit. Ceci étant fait, la tension appliquée au réflecteur était réduite dans une proportion déterminée, et on observait alors l'effet du signal sur l'enregistreur : les résultats trouvés confirment la relation (15).

L'enregistrement de diverses modulations, d'amplitude décroissantes, est donné sur la figure 30. Pour que les déviations de l'enregistreur restent toujours du même ordre de grandeur, on augmentait la pente du discriminateur, en même temps qu'on diminuait le signal. On peut résumer les résultats obtenus dans le tableau suivant :

$\Delta(F_1 - F_2)$ Hz	PENTE DU DISCRIMINATEUR mV/A	DÉVIATION ATTENDUE	DÉVIATION MESURÉE
10	0,24	24	23 grad
5	0,5	25	20
1	1,9	19	20
0,5	1,9	10	5 à 18

valeur moyenne sont à peu près du même ordre de grandeur que la déviation attendue pour le signal.

76. Enseignements de l'expérience. Reprenant les considérations déjà développées au § 41, on peut examiner dans quel rapport le montage relai-filtre a amélioré le rapport signal/bruit. Nous avons vu que dans ce type de stabilisation, les fluctuations de la fréquence de battement dans la bande 0,5 Hz étaient de 20 Hz en moyenne. La constante de temps du filtre continu étant de vingt minutes, la bande de cet appareil est approximativement 1/1 200 ; la bande de l'amplification de 0,5 Hz étant toujours de 1, les fluctuations de bruit doivent être réduites dans le rapport $\sqrt{1\,200}$, soit 35. Elles doivent donc passer de 20 à 0,6 Hz. Or les fluctuations de l'enregistreur que nous trouvons, et qui sont de 10 à 15 graduations, correspondent d'après nos mesures à des déviations de 0,5 à 0,8 Hz. L'expérience vérifie bien, une fois de plus, les hypothèses avancées.

Il est certain qu'en augmentant encore la cons-

tante de temps de l'amplificateur continu (en lui donnant par exemple la valeur de 40 minutes qu'elle avait dans l'expérience du chapitre II), on aurait pu déceler avec plus de netteté la modulation à 1/2 Hz du dernier enregistrement. Mais nous n'aurions pu probablement aller au delà de cette valeur, que nous considérerons comme la limite de ce qu'on peut attendre du montage actuel.

Notons enfin que le signal proposé comme but à cette étude a une amplitude de 0,15 Hz, si nous la comptons de crête à crête, comme les bruits ; par conséquent, il faudrait encore gagner un facteur de 3 à 4 sur le bruit pour atteindre la précision nécessaire à la détection de ce signal.

Conclusion générale

Résumons brièvement les résultats des diverses expériences ; dans la première, où l'on se bornait à stabiliser directement la fréquence de battements, nous avons décelé un signal correspondant à une précision relative de 10^{-9} à peine. La seconde, dont le résultat n'était pas sensiblement meilleur, nous a montré quel soint il était nécessaire d'apporter dans la stabilité matérielle des volumes servant de référence à la stabilisation. Dans la dernière expérience, nous avons atteint avec certitude une précision relative de 10^{-10} ; mais il faut préciser le sens de cette dernière expression. D'abord, il ne s'agit pas d'une mesure *absolue* de la fréquence, mais plutôt d'une comparaison de fréquence entre deux sources identiques. En outre, la mesure n'est pas instantanée, mais résulte d'une corrélation entre un très grand nombre de mesures effectuées au cours du temps : en d'autres termes, on pourrait dire que l'accroissement obtenu pour la précision se solde par une durée d'observation plus longue. A notre avis l'originalité et, nous l'espérons, l'intérêt des méthodes ici exposées réside dans le fait qu'avec une méthode de stabilisation plus simple que le système POUND, et en utilisant un matériel rudimentaire, construit en laboratoire avec des moyens matériels réduits, il est possible d'approcher la précision élevée qui est nécessaire pour une expérience du type MICHELSON, en utilisant deux sources d'oscillations au lieu d'une, à condition toutefois que cette expérience soit conduite de telle façon qu'elle permette une sommation très grande de résultats.

Il n'est pas sans intérêt de comparer les résultats obtenus avec les chiffres signalés par certains auteurs qui ont effectué des mesures analogues, et dont les plus notoires sont R. V. POUND [1, 3], L. ESSEN [4]. Cette comparaison ne peut être que fragmentaire ; en effet, ces auteurs étudiaient les fluctuations dans une bande beaucoup plus large que la nôtre, et ils ne donnent que deux groupes de résultats : la valeur des dérives très lentes, et celle des dérives des fluctuations dominantes qui ont lieu à la fréquence du secteur, et que ces auteurs appellent la « bande » de l'oscillateur (bandwidth). Ensuite, beaucoup de mesures de fréquences (en

particulier celles d'ESSEN) utilisaient comme référence une fréquence produite par multiplication de l'horloge à quartz 100 kHz : par deux battements successifs, on aboutissait finalement à une note audible dont on observait la fluctuation, méthode qui, on le voit, est très différente de la nôtre.

Malgré ces divergences, certains rapprochements peuvent être faits avec nos résultats. POUND a comparé, comme nous, les fréquences de deux klystrons 2 K 25, stabilisés par deux procédés différents. Dans le premier (discriminateur hyperfréquences à détecteurs), il a observé des déviations de ± 100 Hz à la fréquence du secteur, ainsi que des dérives rapides, d'une période de quelques seconds, et d'une valeur de 1 kHz ; ces dernières fluctuations sont exactement dans la bande où nous avons opéré, et nous avons observé dans cette bande des fluctuations presque 100 fois moins fortes (§ 74). Avec le système de stabilisation par fréquence auxiliaire, POUND observe que les fluctuations à la fréquence du secteur tombent à moins de 50 Hz, et il n'observe plus de dérives rapides (il ne dit pas à quel ordre de grandeur sont descendues ces dérives), comme dans le cas précédent, sauf qu'il subsiste des dérives dues aux cavités elles-mêmes.

Mais ce sont surtout les mesures qu'ESSEN a effectuées en Angleterre, au National Physical Laboratory, qui sont instructives, parce que cet auteur a systématiquement étudié les fluctuations d'un oscillateur POUND en le comparant avec une fréquence obtenue à partir du quartz à 100 kHz (précision 10^{-9}). ESSEN constate d'abord que la « bande », d'un oscillateur 9 000 MHz libre est d'environ 20 kHz résultat très intéressant en ce qui nous concerne, car il est d'un ordre de grandeur analogue à celui des fluctuations relatives que nous avons mesuré entre deux klystrons identiques ; ceci nous laisse penser que toutes les fluctuations relatives que nous avons mesuré sont voisines des fluctuations absolues.

La bande de l'oscillateur de ESSEN a d'abord été trouvée égale à quelques kHz, puis considérablement réduite par des améliorations dans les circuits d'alimentation des appareils ; pour des conditions analogues à celles de nos montages, la bande était de 200 Hz. Bien que nous ayons omis de mesurer les fluctuations à la fréquence du secteur (cette bande étant très loin de la nôtre), nous pouvons estimer leur ordre de grandeur d'après la tension de correction à 50 Hz que nous avons mesurée sur le réflecteur en stabilisation, et que nous avons cherché à réduire par divers procédés. Cette tension, qui était de moins de 5 mV, donnerait, avec un taux de stabilisation réduit à 50 dans cette bande, une fluctuation résiduelle inférieure à 200 Hz, chiffre qui concorde bien avec celui de ESSEN. Ce dernier a constaté une très sensible amélioration par un chauffage des lampes en continu ; nous ne partageons pas entièrement ce point de vue. En effet, nous avons constaté que la principale cause de l'effet à 50 Hz provenait d'une mauvaise répartition des masses, et aussi, chose que l'auteur cité ne

signale pas, d'un effet d'induction magnétique produit par les transformateurs d'alimentation sur les boucles formées par les divers câbles. Des améliorations dans ce sens ont permis de réduire les fluctuations résiduelles dues au secteur à une valeur qui, d'après le calcul exposé ci-dessus, ne dépasserait pas 40 Hz.

Les résultats trouvés par ESSEN en ce qui concerne les dérives lentes peuvent être comparés directement avec nos observations. En opérant avec des cavités en invar, thermiquement stabilisées, cet auteur trouve des dérives d'environ $2 \cdot 10^{-7}$ à l'heure avec des cristaux au silicium, et de 10^{-8} avec des cristaux au germanium. Avec les premiers cristaux (les seuls que nous ayons employés), nous trouvons (fig. 28 b) une dérive horaire de $6 \cdot 10^{-7}$, chiffre qui n'est pas exagéré, étant donnée la qualité très médiocre de nos cavités. Nous n'avons pas observé, comme cet auteur, d'influence prépondérante de la qualité des cristaux sur la stabilité de la fréquence, soit que nos observations dans ce sens n'aient pas été assez systématiques, soit peut-être que les conditions assez différentes de fonctionnement de nos cristaux dans notre procédé de stabilisation, par rapport à celui de POUND, aient rendu cette influence moins sensible.

En résumé, il nous paraît réalisable de parvenir, dans l'état actuel de la technique, à une précision de l'ordre de 10^{-11} , dont nous ne sommes séparés que par un facteur de 5. D'une part, la constante de temps du dispositif de filtrage peut être augmentée ; d'autre part, les conclusions de nos mesures sur les cavités nous ont montré que, dans la bande de notre observation, les chocs, les variations de température avaient une influence prépondérante. Ces imperfections, d'ordre matériel pensons-nous, peuvent être facilement diminuées par des moyens mécaniques, d'abord en utilisant des cavités très soignées, en invar, et enrobés dans un dispositif atténuateur de vibrations spécialement étudié. Il semble dès lors peu probable que la dernière ne puisse être franchie.

Nos moyens ne nous ont malheureusement pas permis de réaliser nous-mêmes ces améliorations ; mais, quoi qu'il en soit, la précision déjà atteinte

ouvre la voie à de nombreuses applications techniques. Mentionnons seulement ici des expériences de mesure de constantes physiques, analogues à celles d'ESSEN pour l'indice de réfraction de l'air [4], ou à celles de FROOME pour la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques [5]. Dans un domaine plus pratique enfin, signalons que notre procédé très simple de stabilisation permet d'obtenir à peu de frais des oscillateurs à fréquence absolue très stable, très utile dans le cas des radars à élimination des échos fixes.

La plupart des expériences qui font l'objet de cet exposé ont été réalisées dans les laboratoires du Centre Expérimental du C. N. E. T. à La Turbie (Alpes-Maritimes). Que tous ceux qui y ont participé, de près ou de loin, trouvent ici l'expression de notre gratitude, et en particulier MM. les Ingénieurs en Chef FLAMBARD et CHABROL qui n'ont cessé de nous apporter une aide des plus précieuses.

Manuscrit reçu le 15 novembre 1954.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] HAMILTON (D. R.), POUND (R. V.). Technique of microwave measurements. (La technique des mesures en hyperfréquences.) Vol. II de la collection « Radiation Laboratory Series » du Massachusetts Institute of Technology. *Mc Graw-Hill*, New-York (1947).
- [2] KEITHLEY (J. F.). A low frequency oscillator. (Un oscillateur à basse fréquence.) *Electronics*, U. S. A. (sept. 1948), pp. 108-109.
- [3] POUND (R. V.). Frequency stabilisation of microwave oscillators. (La stabilisation de la fréquence des oscillateurs hyperfréquences.) *Proc. Inst. Radio Engrs*, U. S. A. (déc. 1947), pp. 1405-1415.
- [4] ESSEN (L.). A highly stable microwave oscillator and its application to the measurement of the spatial variations of refractive index in the atmosphere. (Un oscillateur hyperfréquences de grande stabilité et son utilisation pour la mesure des variations, dans l'espace, de l'indice de réfraction de l'atmosphère.) *Proc. Inst. electr. Engrs*, Part. III, G.-B. (janv. 1953), pp. 20-24.
- [5] FROOME (K. D.). Determination of the velocity of short electromagnetic waves by interferometry. (Détermination de la vitesse des ondes électromagnétiques très courtes par interférométrie.) *Proc. R. Soc.*, G.-B. (5 juin 1953), pp. 123-141.

DEUXIÈME THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

Utilisation du diagramme de Smith
pour l'adaptation des impédances dans les guides d'ondes

Vu et approuvé :

Paris, le 11 novembre 1954,

LE DOYEN DE LA FACULTÉ DES SCIENCES,

Signé : J. PÉRÈS.

Vu et permis d'imprimer :

POUR LE RECTEUR DE L'ACADÉMIE
DE PARIS :

Le Vice-Président de l'Université,
Signé : FABRE.

